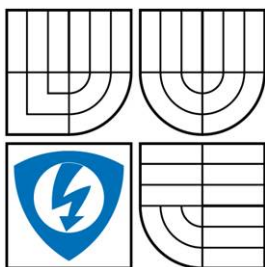


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MIKROPÁSKOVÉ FILTRY S VYUŽITÍM NARUŠENÉ ZEMNÍ PLOCHY

MICROSTRIP FILTERS USING DEFECTED GROUND STRUCTURE

DISERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. PETR VÁGNER

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Prof. Ing. MIROSLAV KASAL CSc.

BRNO 2008

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Petr Vágner

Bytem: Dolnomlýnská 9, 787 01 Šumperk

Narozen/a (datum a místo): 18. 7. 1981 v Šumperku

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

se sídlem Údolní 244/53, 602 00, Brno

jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:

.....

(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1 Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☐ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako

.....

(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Mikropáskové filtry s využitím narušené zemní plochy

Vedoucí/ školitel VŠKP: Prof. Ing. Miroslav Kasal CSc.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v *:

☐ tištěné formě – počet exemplářů

☐ elektronické formě – počet exemplářů

* hodící se zaškrtněte

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☐ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato práce se zabývá možností využití narušené zemní plochy (DGS) při návrhu mikropáskových filtrů, založených na technologii nesymetrického mikropáskového vedení. Zemní rovina není (jako u klasického mikropáskového vedení) celistvá, ale odstraněním jejích částí vznikají struktury, vykazující rezonanční vlastnosti, kterých je využito při návrhu filtrů. Práci lze po věcné stránce rozdělit do tří částí. V první části (kapitola 4) jsou vlastnosti jednoho typu dolní propusti analyzovány pomocí simulací. Jedná se tedy o určitý experimentální úvod do problematiky DGS. V druhé části (kapitola 5) je prezentována nová výpočetní metoda pro návrh dolních propustí s DGS, jejíž funkčnost je ověřena simulacemi i realizací vzorků filtrů. Třetí část práce (kapitoly 7 a 8) pak pojednává o využití smyčkových rezonátorů tvořených štěrbinami v zemní rovině substrátu ve filtrech typu pásmová propust. Je uvažována i možnost kombinace těchto rezonátorů s rezonátory mikropáskovými. Několik filtrů tohoto typu je navrženo, simulováno a výsledky jsou ověřeny realizací vzorků.

Abstract

The thesis deals with the microstrip filter design using defected ground structure (DGS). The difference between standard asymmetric microstrip technique and DGS is in using the structures etched in the microwave substrate ground plane. The DGS resonant characteristics are then used in filter design. The thesis consists of three factual parts. The first one (chapter 4) introduces the use of the DGS resonators in the lowpass filter design. It involves experimental analysis of one type of the lowpass filter. The second part (chapter 5) deals with a novel microstrip lowpass filter design method using DGS. The proposed method is verified by simulations and several samples are realized and measured. Finally, the third part (chapters 7 and 8) deals with the bandpass filter design using specific defected ground structure as a resonator. The resonators are used in a coupled resonator structure. Filters of various orders and resonator configurations are designed and simulated. A combination of the DGS resonators and half-wavelength microstrip resonators is introduced as well. Selected samples are realized and measurement results are compared with simulations.

Klíčová slova

Mikropáskové filtry, narušená zemní plocha, DGS, DGS rezonátor, DGS smyčkový rezonátor, vázané rezonátory, kombinace mikropáskových a DGS rezonátorů, dolní propust, pásmová propust.

Keywords

Microstrip filters, defected ground structure, DGS, DGS resonator, DGS open-loop resonator, coupled resonators, microstrip and DGS resonator combination, lowpass filter, bandpass filter.

Bibliografická citace dle ČSN ISO 690

VÁGNER, P. Mikropáskové filtry s využitím narušené zemní plochy. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 108 s. Vedoucí disertační práce prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma „Mikropáskové filtry s využitím narušené zemní plochy“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího disertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Poděkování

Poděkování patří vedoucímu práce profesoru Miroslavu Kasalovi, za vytvoření příznivých pracovních podmínek, které umožnily úspěšné dokončení této práce.

Obsah

1	Úvod	- 1 -
2	Dosavadní vývoj	- 3 -
3	Cíle disertace	- 11 -
3.1	<i>Zvolené metody řešení</i>	- 11 -
4	Dolní propust s obdélníkovými DGS rezonátory	- 12 -
4.1	<i>Kompaktní obdélníkový DGS rezonátor</i>	- 12 -
4.2	<i>Analýza vlastností filtru</i>	- 15 -
4.3	<i>Zhodnocení výsledků</i>	- 20 -
5	Dolní propust se čtvercovými DGS rezonátory	- 21 -
5.1	<i>Návrh filtru s Čebyševovou aproximací frekvenční charakteristiky</i>	- 21 -
5.2	<i>Princip návrhu mikropáskové dolní propusti s využitím DGS rezonátorů</i>	- 26 -
5.3	<i>Závislost parametrů f_c a f_0 DGS rezonátoru na jeho rozměrech</i>	- 27 -
5.4	<i>Návrh mikropáskových dolních propustí se čtvercovými DGS rezonátory</i>	- 36 -
5.5	<i>Ověření metody pro jiný druh substrátu</i>	- 50 -
5.6	<i>Zhodnocení výsledků</i>	- 53 -
6	Pásmové propusti s vázanými rezonátory	- 56 -
6.1	<i>Vázané rezonátory</i>	- 56 -
6.2	<i>Činitel jakosti zatíženého rezonátoru Q_e</i>	- 60 -
6.3	<i>Obecná formulace filtru s vázanými rezonátory</i>	- 61 -
6.4	<i>Půlvlnný smyčkový DGS rezonátor</i>	- 62 -
6.5	<i>Zhodnocení výsledků</i>	- 76 -
7	Pásmové propusti s využitím vázaných DGS rezonátorů	- 77 -
7.1	<i>Pásmové propusti 2. řádu</i>	- 78 -
7.2	<i>Filtry vyšších řádů</i>	- 85 -
7.3	<i>Zhodnocení výsledků</i>	- 97 -
8	Pásmové propusti s využitím kombinace DGS a mikropáskových rezonátorů	- 98 -
8.1	<i>Pásmová propust 3. řádu s jedním mikropáskovým rezonátorem</i>	- 99 -
8.2	<i>Pásmová propust 6. řádu se dvěma mikropáskovými rezonátory</i>	- 101 -

8.3	<i>Zhodnocení výsledků</i>	- 103 -
9	Závěr	- 104 -
	Literatura	- 106 -
	Seznam použitých zkratek a symbolů	- 108 -

1 Úvod

V současné době zaznamenáváme ve všech oblastech bezdrátových komunikačních technologií posun ke stále vyšším mikrovlnným frekvencím. To je dáno stále se zvyšujícím počtem komunikačních zařízení a potřebou využívat vyšších přenosových rychlostí a tedy větší šířky pásma. Díky rozvoji mobilních bezdrátových komunikací využívajících pásma centimetrových vln jsou u mikrovlnných obvodů kladeny vysoké nároky na miniaturizaci, která umožňuje celé mikrovlnné subsystémy integrovat do hybridních nebo monolitických obvodů, a to při dosažení nízkých výrobních nákladů.

Tyto požadavky vedly k rychlému rozvoji obvodů řešených planární technologií. Dva základní problémy řešení planárních struktur jsou značné rozptylové elektromagnetické pole kolem páskových vodičů a příčná nehomogenost většiny struktur. Díky tomu dochází k šíření hybridní elektromagnetické vlny HEM s disperzí, což nelze řešit přesně analyticky. Přesné řešení je možné pomocí vlnových rovnic pro vlnu HEM s využitím numerických metod, nebo aproximací výsledků získaných přesným řešením. Dále existuje přibližné řešení za předpokladu, že se vlna HEM nahradí vlnou kvazi-TEM. Překážkou pro efektivní návrh a analýzu složitých mikrovlnných struktur byla dříve málo výkonná výpočetní technika, potřebná pro numerické výpočty elektromagnetického pole. V současnosti jsou k dispozici výkonné simulační programy pro numerický výpočet elektromagnetického pole (*full-wave* simulátory), které jsou schopné pomocí metody momentů nebo metody konečných prvků relativně rychle a přesně analyzovat i dost složité mikrovlnné struktury.

Základní typy pasivních hybridních mikrovlnných planárních struktur jsou symetrické mikropáskové vedení (*stripline*), nesymetrické mikropáskové vedení (*microstrip*), koplanární vedení (*coplanar strips*), koplanární vlnovod (*coplanar waveguide*) a štěrbinové vedení (*slotline*). V dalším textu bude věnována pozornost strukturám tvořeným nesymetrickým mikropáskovým vedením (dále jen mikropáskové struktury). Nesymetrické mikropáskové vedení je tvořeno dielektrickým substrátem, na kterém je z jedné strany nanesen vodivý pásek, zatímco druhá strana je tvořena celou vodivou plochou, vytvářející zemní rovinu.

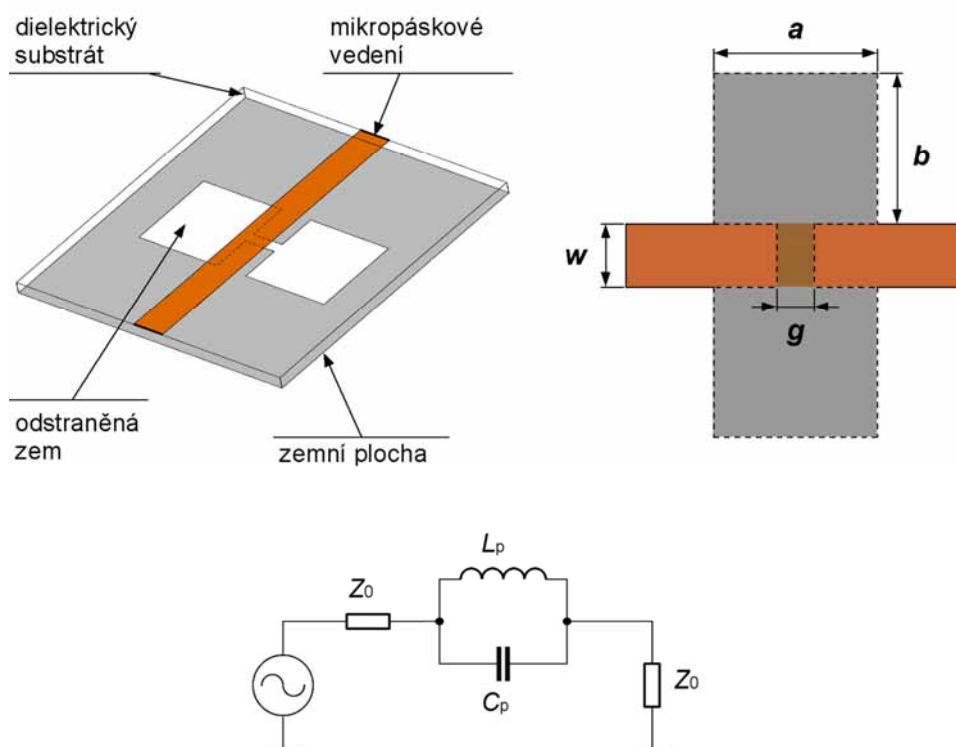
Mikropáskové filtry jsou velmi důležité součásti mikrovlnných komunikačních a měřicích systémů. Jejich hlavní výhody spočívají v jejich konstrukční jednoduchosti (neboť nejsou potřeba žádné diskrétní součástky), kompaktních rozměrech umožňujících integraci a z toho vyplývajících nízkých výrobních nákladech. Vzhledem k tomu, že frekvenční spektrum je v současnosti velmi silně využíváno, je zapotřebí kvalitních filtrů, které zajistí potřebnou selektivitu a odolnost komunikačního systému proti nežádoucímu rušení. Zejména se jedná o potlačení zrcadlových signálů na vstupu přijímače a potlačení silných nežádoucích signálů ohrožujících linearitu zesilovačů. To je důvod proč je třeba stále zlepšovat vlastnosti mikropáskových filtrů jako je strmý přechod z propustného do nepropustného pásma a kvalitní potlačení signálů v nepropustném pásmu. V pásmu propustnosti je pak žádoucí nízký vložný útlum, dobré impedanční přizpůsobení filtru a tedy i minimální zvlnění přenosové charakteristiky.

Nové možnosti mikropáskových filtrů se otevírají s využitím tzv. narušené zemní plochy (DGS – *Defected Ground Structure*). Zemní rovina pod mikropáskem je narušena tak, že je část vodivé plochy odstraněna. To má za následek změnu rozložení povrchového proudu a tím změnu indukčnosti a kapacity vedení, které je vedeno nad touto narušenou zemí. Použitím vhodného tvaru DGS struktury je možné vytvořit například ekvivalent paralelního rezonančního obvodu. Toho lze s výhodou využít pro konstrukci filtru, který by byl pouze mikropásky obtížně realizovatelný. Dosavadní experimenty ukázaly, že s využitím DGS lze dosáhnout velmi dobrých výsledků u filtrů typu dolní propust. Výhodou je také zmenšení výsledných rozměrů celé struktury oproti mikropáskovým filtrům bez DGS, což umožňuje na stejné ploše substrátu vytvořit filtry vyšších řádů a dosáhnout tak velmi velké strmosti přechodu přenosové charakteristiky z propustného do nepropustného pásma a také velkého útlumu v pásmu nepropustnosti. Z literatury jsou rovněž známé experimenty s využitím DGS rezonátorů při konstrukci filtrů typu pásmová propust. Obecný postup alespoň přibližného návrhu filtrů s DGS však zatím nebyl uveden. To je dáno zejména složitostí analýzy mikropáskové struktury s DGS, kterou je třeba provádět *full-wave* simulací.

2 Dosavadní vývoj

Mikropáskové struktury s narušenou zemní plochou - DGS

Nesymetrické mikropáskové vedení s narušenou zemní plochou je tvořeno klasickým mikropáskem na dielektrickém substrátu se zemní plochou, jejíž část určitého tvaru je pod mikropáskem odstraněna. DGS struktura ve tvaru dvou ploch o rozměrech a krát b po stranách mikropásku propojených úzkou spojnici, která tvoří mezeru (*gap*) pod mikropáskem, je uvedena v [1]. Uvedená DGS struktura je znázorněna na obr. 2.1.



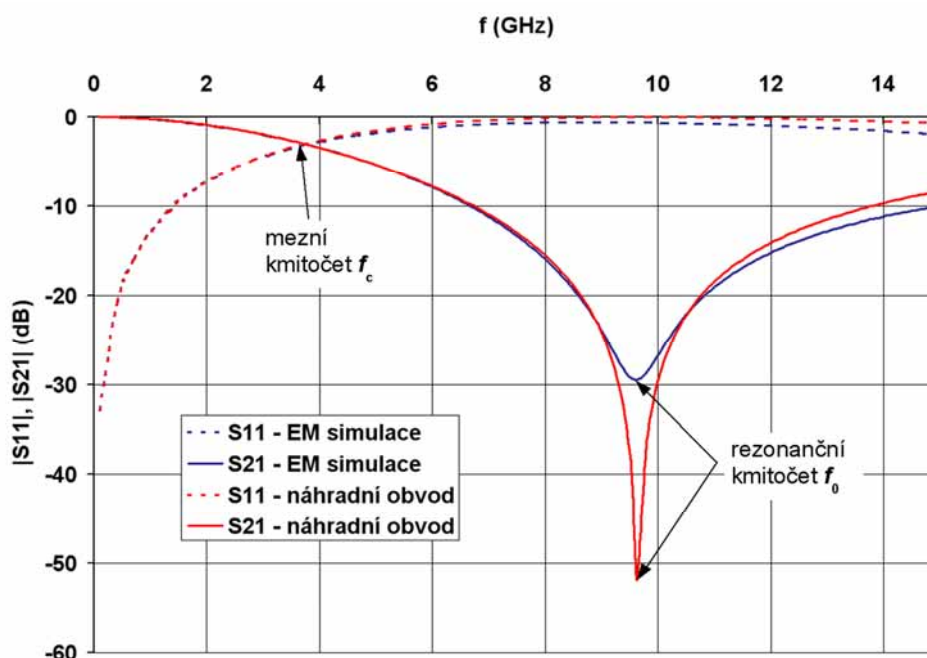
Obr. 2.1. Základní DGS struktura.

Vlastnosti této struktury byly simulovány a výsledky jsou uvedeny v [1] a detailněji ve [2]. Bylo dokázáno, že náhradní schéma odpovídá paralelnímu LC obvodu, tudíž mikropáskové vedení doplněné touto DGS strukturou vykazuje rezonanci, na které má velký útlum. Přenos směrem od nulové frekvence klesá až do minima na rezonančním kmitočtu. Lze určit mezní kmitočet pro pokles přenosu s_{21} o 3 dB. Ve [2] je rovněž shrnut vliv rozměrů na parametry náhradního modelu, jak je popsáno dále.

Ze simulací vyplynulo, že rozměry plochy a a b mají vliv na indukčnost mikropáskového vedení. Se zvětšující se plochou se zvyšuje sériová indukčnost, což má za následek posun mezního kmitočtu a také rezonance směrem k nižším frekvencím.

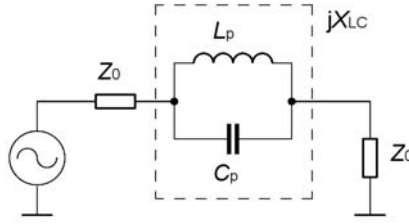
Šířka mezery g naopak indukčnost mikropáskového vedení neovlivňuje a nemá vliv ani na mezní kmitočet. Mezera tvoří kapacitu paralelní k sériové indukčnosti mikropásku. Šířka mezery tedy ovlivňuje kapacitu v náhradním paralelním obvodu LC. Se zvětšující se šířkou g kapacita klesá, což má za následek posun rezonance směrem k vyšším frekvencím a naopak.

Z výše uvedeného tedy vyplynulo, že popisovaná DGS struktura může být charakterizována dvěma parametry – rozměrem ploch a krát b po stranách mikropásku a šířkou mezery g . Parametry náhradního modelu lze podle [2] odvodit od poloh mezního kmitočtu f_c pro pokles přenosu o 3 dB a rezonančního kmitočtu f_0 , získaných simulací nebo měření. Na obr. 2.2 jsou uvedeny typické průběhy s -parametrů DGS struktury z obr. 2.1. Pro *full-wave* simulaci elektromagnetického pole (dále jen EM simulace) byl uvažován bezztrátový substrát o tloušťce 0,5 mm a relativní permitivitě $\epsilon_r = 4$, rozměry byly dle obr. 2.1 $w = 1,5$ mm, $a = b = 4$ mm a $g = 0,5$ mm. Postupem, který je uvedený dále byly získány parametry náhradního obvodu $L_p = 3,637$ nH a $C_p = 0,075$ pF. Charakteristická impedance mikropásku o šířce $w = 1,5$ mm je na uvažovaném substrátu $Z_0 = 50 \Omega$.

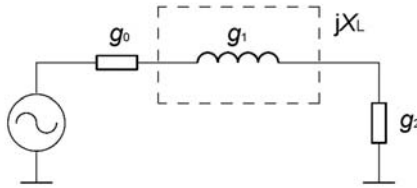


Obr. 2.2. Mezní a rezonanční kmitočet mikropásku s DGS strukturou.

K výpočtu parametrů náhradního obvodu L_p a C_p se využívá dolní propusti prvního řádu s Butterworthovou aproximací přenosové funkce, která je tvořena jednou sériovou indukčností. Hodnoty normovaných obvodových prvků dolních propustí (případně vztahy pro jejich výpočet) jsou uvedeny například ve [3].



Obr. 2.3. Náhradní schéma uvedené mikropáskové struktury. Čárkovaně je vyznačen náhradní obvod DGS struktury.



Obr. 2.4. Normovaná Butterworthova dolní propust prvního řádu.

Hodnota reaktance X_{LC} (obr. 2.2) je dána vztahem

$$X_{LC} = 1 / \left(\omega_0 C_p \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \right), \quad (2.1)$$

kde ω_0 je rezonanční kmitočet paralelního LC obvodu, který odpovídá poloze minima na simulované frekvenční charakteristice přenosu. Výraz v závorce se nazývá činitel rozladění. Hodnota reaktance sériové indukčnosti vypočítaná z normovaného modelu Butterworthovy dolní propusti je dána jako

$$X_L = \omega' \cdot Z_0 g_1, \quad (2.2)$$

kde ω' je normovaný kmitočet (pro mezní úhlovou frekvenci platí $\omega' = 1$), Z_0 je impedance vstupu a výstupu filtru a hodnota g_1 je dána normovaným modelem Butterworthova filtru (viz. obr. 2.4). Jak je uvedeno ve [3], je v případě filtru prvního řádu $g_1 = 2$. Na mezním kmitočtu platí rovnost

$$X_{LC} |_{\omega=\omega_c} = X_L |_{\omega'=1}. \quad (2.3)$$

Z této rovnice je možné vyjádřit kapacitu C_p v náhradním schématu z obr. 2.3 jako

$$C_p = \frac{\omega_c}{Z_0 g_1} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_c^2}, \quad (2.4)$$

po úpravě

$$C_p = \frac{f_c}{4\pi \cdot Z_0 \cdot (f_0^2 - f_c^2)}. \quad (2.5)$$

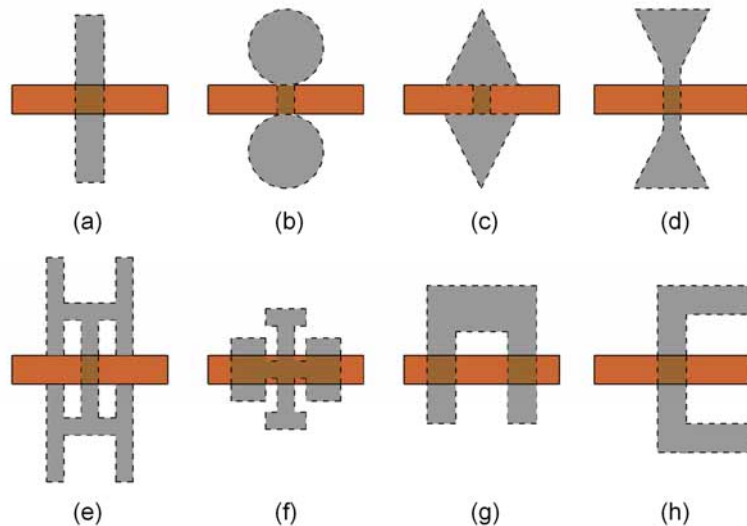
Hodnotu indukčnosti lze pak vypočítat ze známého rezonančního kmitočtu f_0 podle vztahu

$$L_p = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C_p} \quad (2.6)$$

Tímto jsou určeny obě hodnoty náhradního obvodu z obr. 2.3. Podle [4] se na frekvencích $f < f_0$ paralelní rezonanční obvod chová jako induktor s indukčností závislou na kmitočtu

$$L_{eq} = \frac{L_p}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]} \quad (2.7)$$

Ve [4] byly kromě DGS tvaru dvou čtverců spojených štěrbinou (*square-head slot*, viz. obr. 2.1) zkoumány i jiné tvary DGS, lišící se většinou pouze tvarem „hlaviček“, které jsou vždy propojeny úzkou štěrbinou pod mikropáskem. Nejjednodušší případ je jednoduchá příčná štěrba (*rectangular slot* – obr. 2.5a), dále činka (*dumb-bell slot* – obr. 2.5b) nebo šipka (*arrow-head slot* – obr. 2.5c). Trojúhelníková DGS struktura (*triangle slot* – obr. 2.5d) je uvedena v [5]. Složitější tvar připomínající písmeno H (*H-head slot* – obr. 2.5e) byl uveden v [6], [7] se zabývá analýzou DGS struktury tvaru kříže (*cross-shaped DGS* – obr. 2.5f). V [8] autoři uvádějí DGS tvaru písmene U (*U-shaped DGS* – obr. 2.5g), kdy zalomená štěrba dvakrát protíná zemní plochu pod mikropáskem a vykazuje tak dvě rezonanční frekvence. Článek [4] se zabývá vlivem změny rozměrů DGS struktur na posun frekvencí f_c a f_0 . Bylo zjištěno, že struktury zakončené „hlavičkou“ (tj. rozšířením štěrby po stranách mikropásku) mají při stejné kapacitě C a indukčnosti L menší fyzické rozměry než jednoduchý lineární tvar (jednoduchá štěrba). Příčnou štěrbinu je také možné zalomit rovnoběžně s mikropáskovým vedením (viz. obr. 2.5h) a tak dosáhnout prostorově výhodnějšího tvaru při zachování potřebné fyzické délky, jak bylo uvedeno v [9].

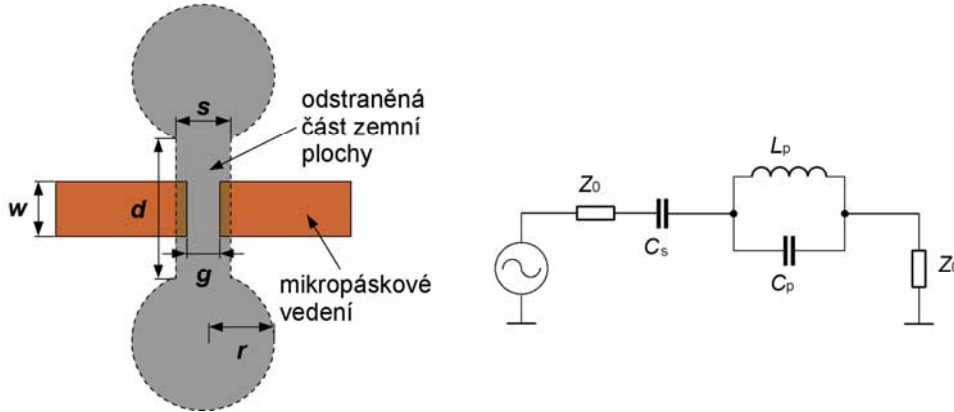


Obr. 2.5. Další tvary DGS struktur podle [4], [5], [6], [7], [8], [9].

DGS struktura upravená pro využití ve filtrech typu pásmová propust je uvedena v [16]. Jedná se o strukturu tvaru činky (*dumb-bell slot*), která má vlastnosti paralelního rezonančního LC obvodu, avšak mikropásek je nad touto strukturou přerušen mezerou o

šířce g , čímž vzniká efekt sériové kapacity C_s (viz. obr. 2.6). Na frekvencích $f < f_s < f_p$ se tento DGS element chová jako kapacitor s kapacitou závislou na kmitočtu podle vztahu

$$C_{eq} = \frac{C_s}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_s}\right)^2\right]} \quad (2.8)$$

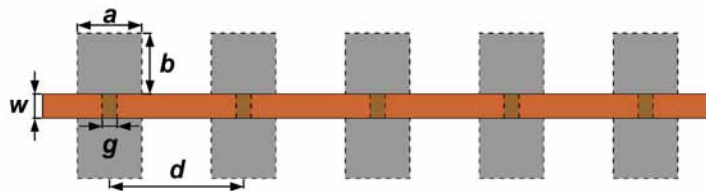


Obr. 2.6. DGS struktura s vlastnostmi pásmové propusti a její náhradní schéma [16].

DGS struktury je možné využít v řadě aplikací díky tomu, že na frekvencích nižších než je rezonance DGS zvětšují indukčnost mikropáskového vedení. To je výhodné v případě, kdy je potřeba přenášet větší výkon mikropáskem o vysoké impedanci. Mikropáskový obvod s vlastnostmi podobnými vysokoimpedančnímu vedení (100 až 150 Ω) tak lze pomocí DGS realizovat mikropáskem o šířce odpovídající charakteristické impedanci 50 až 75 Ω [10]. DGS nachází využití i v oblasti mikrovlnných oscilátorů. Jak je uvedeno v [11] a [12], byly zkoumány možnosti jejího využití za účelem zvýšení Q rezonátorů a tím i snížení fázového šumu a zlepšení čistoty výsledného spektra.

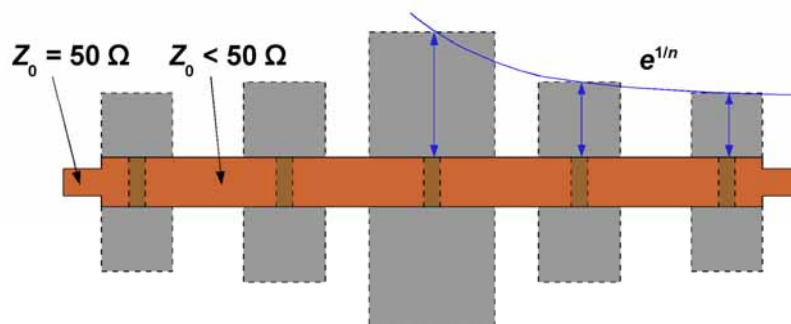
Periodické DGS struktury

V [1] je uveden příklad periodické DGS struktury (viz. obr. 2.7), složené z několika prvků znázorněných na obr. 2.1. Simulacemi a měřením bylo dokázáno, že taková struktura vykazuje vlastnosti dolní propusti. Periodická struktura má široké zádržné pásmo, jehož střed je (při konstantní šířce mezery g) závislý zejména na rozměrech a a b (v tomto případě $a = b$) a v menší míře také na periodě d [1]. Útlum v zádržném pásmu a jeho šířka je pak závislá hlavně na počtu periodicky se opakujících DGS prvků. Střed zádržného pásma je podle [1] určen rezonančním kmitočtem DGS prvků, ze kterých je periodická struktura složena.



Obr. 2.7. Periodická DGS struktura.

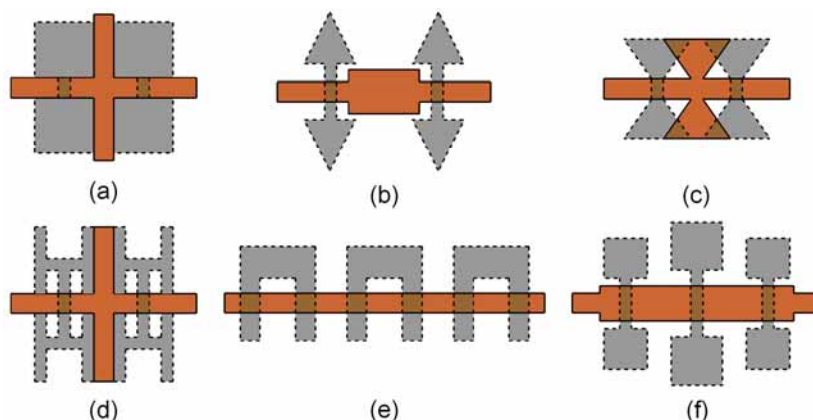
Ve [13] je uvedena podobná řada DGS prvků jako na obr. 2.6, avšak rozměry a a b každého z nich jsou různé (viz. obr. 2.8). Řada je symetrická podle středního DGS prvku a rozměry $a = b$ jsou voleny úměrně funkci $e^{1/n}$. Mikropásek nad DGS prvky je rozšířen, takže má nižší charakteristickou impedanci než 50Ω . Tím je zvětšena jeho kapacita proti zemní rovině. Ostatní rozměry (rozteč rezonátorů d a šířka mezery g) jsou konstantní. Takto upravená periodická struktura vykazovala nižší odraz na vstupu a tím i menší zvlnění přenosu v propustném pásmu [13]. Pásmo nepropustnosti se oproti neupravené struktuře rozšířilo. Na druhou stranu se zmenšila strmost přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem.



Obr. 2.8. Upravená periodická DGS struktura s rozměry úměrnými funkci $e^{1/n}$.

DGS struktury ve filtrech typu dolní propust

Na obr. 2.9 jsou znázorněny možnosti využití DGS ve filtrech typu dolní propust, tak jak byly publikovány v odborné literatuře [2], [4], [5], [6], [8], [14]. Obvykle se využívá DGS prvků pod mikropáskem, který má pak vlastnosti paralelního LC obvodu, a kapacity proti zemi tvořené úsekem vedení naprázdno nebo prostým rozšířením mikropásku. Tím vzniká dolní propust s náhradním schématem podobným eliptické dolní propusti. Tomu pak odpovídají i její vlastnosti jako jsou strmý přechod mezi propustným a nepropustným pásmem a zvlnění přenosu v propustném pásmu. Vlastnosti popsanych filtrů byly analyzovány, problémem však zůstává otázka syntézy filtru podle požadovaných parametrů. DGS struktury jsou používány s mezním kmitočtem f_c přibližně od 1 GHz do 8 GHz [4].



Obr. 2.9. Mikropáskové struktury dolních propustí s DGS [2], [4], [5], [6], [8], [14].

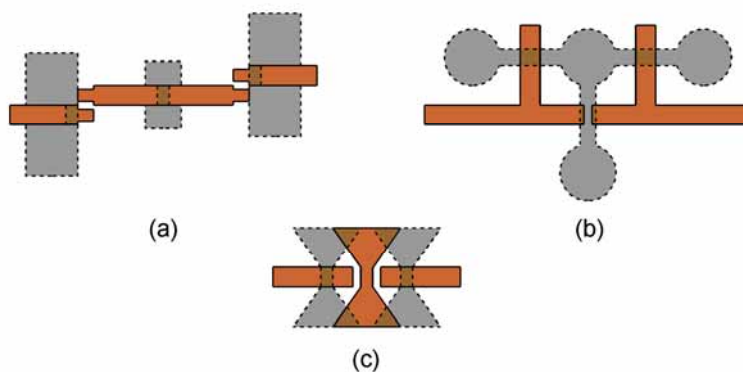
DGS struktury ve filtrech typu pásmová propust

V literatuře [15], [16], [17] jsou rovněž uvedeny možnosti využití DGS ve filtrech typu pásmová propust. Publikované struktury jsou znázorněny na obr. 2.10.

V [15] je uveden filtr na principu vázaných vedení, doplněný DGS rezonátory (viz. obr. 2.10a). Vhodnou volbou rezonančních kmitočtů DGS je dosaženo podstatného zvýšení útlumu v pásmu nepropustnosti. Zejména dochází k potlačení periodických vlastností pásmové propusti.

Jiný typ pásmové propusti využívající DGS z obr. 2.6 je popsán v [16]. Využívá DGS tvaru činky v kombinaci s mikropáskem přerušeným mezerou. Zbytek struktury je tvořen dvěma úseky vedení naprázdno doplněnými o DGS. Díky narušené zemi pod šterbinou zde dochází ke zvýšení kapacitní vazby. Výsledná konfigurace filtru je znázorněna na obr. 2.10b.

V [17] je uvedena možnost návrhu pásmové propusti na základě již známého filtru typu dolní propust. Struktura filtru (obr. 2.10c) je tvořena mikropáskovým vedením s DGS a mikropáskovým rezonátorem vázaným pomocí kapacitní vazby (mezery). U původní dolní propusti, ze které autoři vycházejí, nebyl mikropásek přerušen mezerou. Vhodnou volbou šířky mezery pak došlo k transformaci dolní propusti na propust pásmovou. Výsledná pásmová propust vykazuje horní mezní kmitočet přibližně čtyřnásobný než mezní kmitočet výchozí dolní propusti [17].



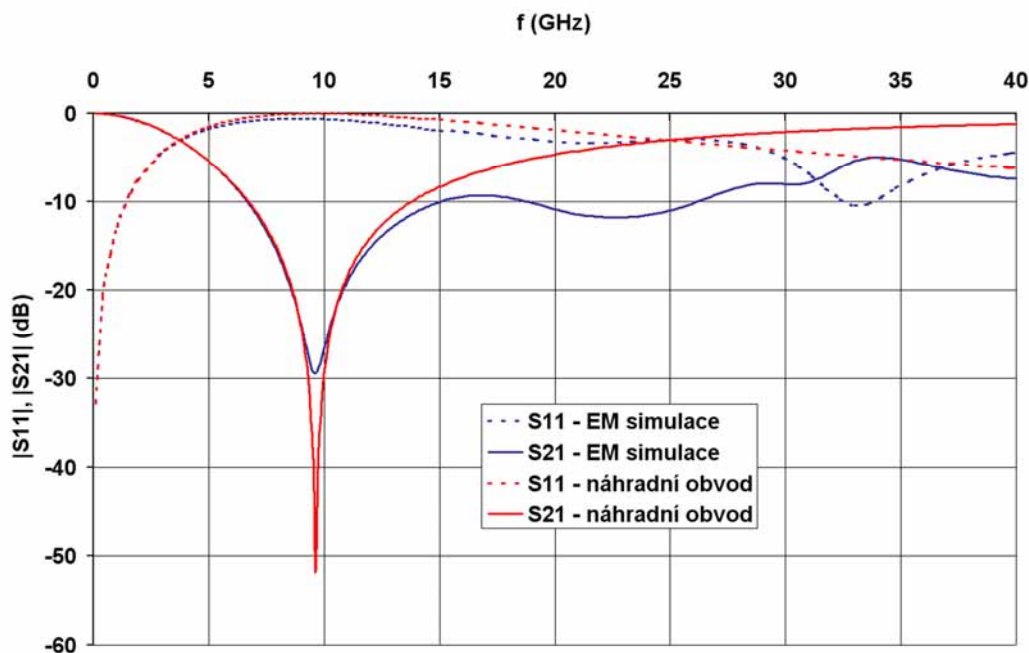
Obr. 2.10. Mikropáskové struktury pásmových propustí s DGS [15], [16], [17].

Nevýhody DGS

Kromě výhodných vlastností popsaných výše, mají mikropáskové struktury s narušenou zemní plochou samozřejmě i vlastnosti nevýhodné a omezující, které je třeba zmínit.

Pokud je uvažováno nahrazení DGS pomocí náhradního obvodu v podobě ideálního paralelního LC obvodu, je nutné počítat s tím, že tato ekvivalence platí do rezonančního kmitočtu f_0 . Rozdíl mezi simulovanými s -parametry DGS a náhradního obvodu (rozměry DGS a parametry náhradního obvodu jsou stejné jako v případě na obr. 2.2) je patrný z obr. 2.11.

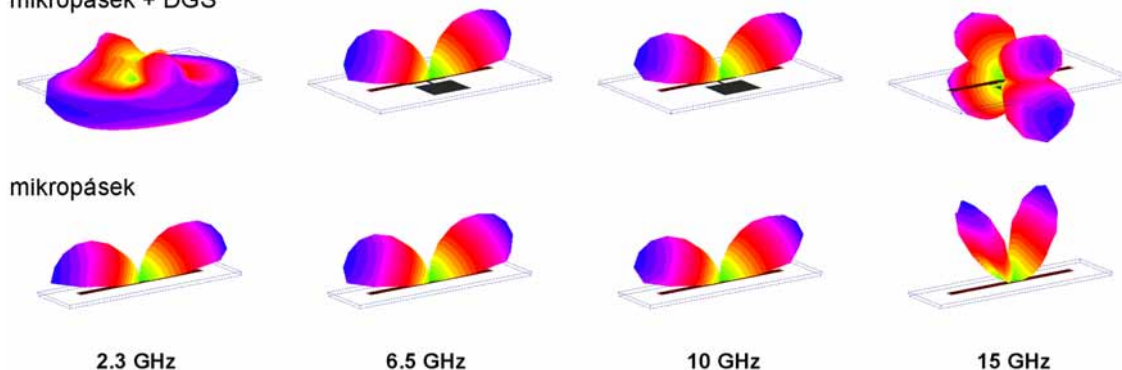
U klasických mikropáskových struktur také není potřeba řešit stínění ze strany zemní roviny substrátu. Při použití DGS je však využívána i zemní plocha a je tedy nutné umístit stínící kryt v určité výšce nad ní, stejně jako ze strany mikropásku. Díky odstranění části zemní plochy dochází k rozšíření rozložení elektromagnetického pole rovněž nad zemní rovinu substrátu.



Obr. 2.11. Srovnání s-parametrů DGS rezonátoru a jeho náhradního obvodu.

Další jev, který nelze v určitých případech zanedbat je vyzařování DGS. Rezonátory se v podstatě chovají jako štrbinové antény napájené mikropáskem. Je tedy možné, že na určitých kmitočtech bude docházet k vazbám mezi jednotlivými rezonátory (také v závislosti na jejich vzájemné poloze). Vyzařování DGS ve srovnání s jednoduchým úsekem mikropásku je znázorněno na obr. 2.12. Rozložení elektromagnetického pole ve vzdálené oblasti bylo simulováno pro 4 různé kmitočty. Zkoumaný DGS rezonátor vykazoval mezní kmitočet $f_c = 2.3$ GHz a rezonanční kmitočet $f_0 = 6.5$ GHz. Jak je vidět, DGS na rozdíl od mikropásku na určitých frekvencích intenzivně vyzařuje i do prostoru pod zemní rovinou mikropáskového vedení.

mikropásek + DGS



Obr. 2.12. Vyzařování DGS ve srovnání s jednoduchým mikropáskem.

3 Cíle disertace

Vzhledem k tomu, že možnost aplikace DGS struktur ve filtrech typu dolní a pásmová propust je sice známá, ale nebyl dosud uveden praktický postup návrhu těchto filtrů podle zadaných parametrů, byly cíle disertační práce stanoveny takto:

1. Analýza vlastností mikropáskových filtrů typu dolní propust s využitím DGS.
2. Volba vhodného geometrického tvaru mikropáskové i DGS struktury s ohledem na výsledné elektrické vlastnosti a fyzické rozměry filtru.
3. Stanovení praktického postupu návrhu těchto filtrů podle požadovaných parametrů a zobecnění metodiky návrhu pro různé substráty.
4. Ověření možnosti realizace filtrů typu pásmová propust s DGS a stanovení obecného postupu jejich návrhu.

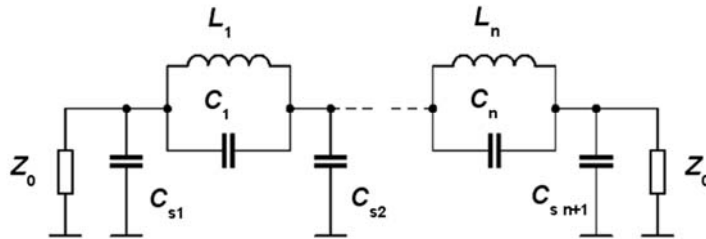
3.1 Zvolené metody řešení

Pro návrh mikropáskových filtrů existují metody, kdy se od schématu se součástkami se soustředěnými parametry přechází k jejich ekvivalentům z úseků mikropáskového vedení. Použitím DGS se vlastnosti mikropáskového vedení výrazně mění a nelze tedy přímo použít známé vztahy pro výpočet kapacity a indukčnosti úseků vedení. V následujících kapitolách budou použity DGS struktury jednak v kombinaci s mikropáskovým vedením (v případě dolní propusti) a rovněž samostatně, jako rezonátory tvořené štěrbinou v zemní ploše (v případě pásmové propusti).

Nejprve je nutné vybrat geometrický tvar DGS, který je vhodný pro uvažovanou aplikaci. Dále následuje podrobný rozbor vlastností vybrané DGS struktury pomocí *full-wave* simulací a nalezení vlastností jejího náhradního obvodu. Na základě těchto poznatků lze pak navrhnout strukturu filtru tak, aby vykazovala požadované vlastnosti. Dále je při znalosti náhradního obvodového modelu DGS možné modifikovat výpočetní postupy, užívané při návrhu klasických mikropáskových filtrů.

4 Dolní propust s obdélníkovými DGS rezonátory

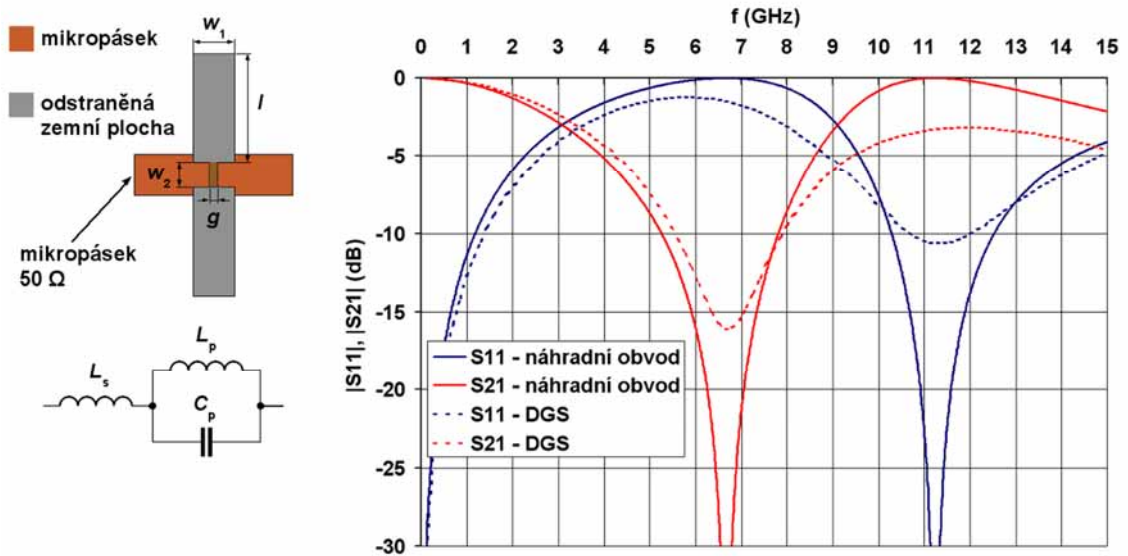
Pro návrh filtrů typu dolní propust je třeba najít vhodný geometrický tvar DGS struktury, aby bylo možné využít jeho výhodných vlastností při maximální kompaktnosti výsledné mikropáskové struktury filtru. Díky tomu, že DGS struktura umístěná pod mikropáskovým vedením má vlastnosti paralelního LC rezonančního obvodu, lze uvažovat o jejím využití ve filtrech typu dolní propust s eliptickou aproximací přenosové funkce (viz. obr. 4.1).



Obr. 4.1. Eliptická dolní propust.

4.1 Kompaktní obdélníkový DGS rezonátor

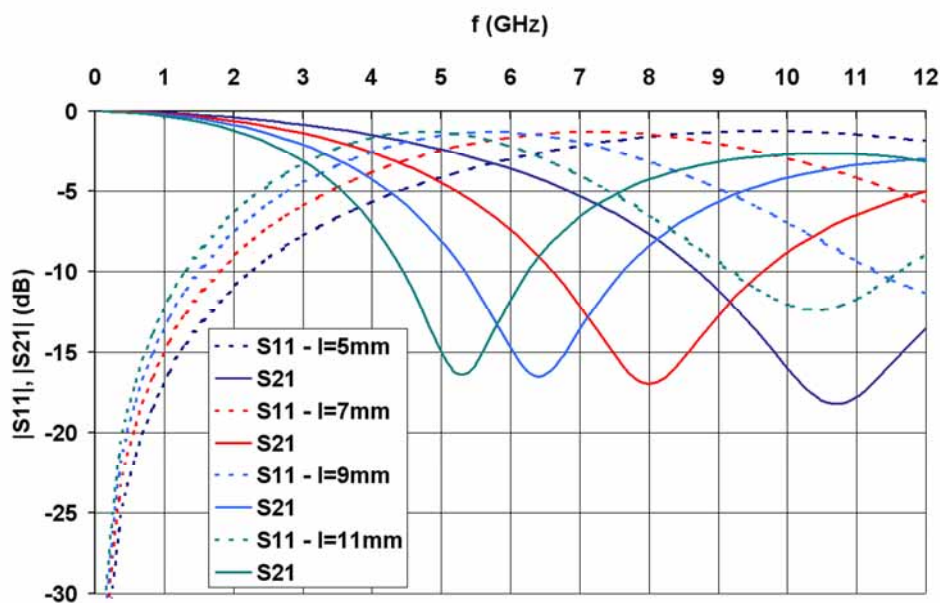
Na obr. 4.2 je znázorněna DGS struktura vhodná pro použití při návrhu filtru typu dolní propust. Dále je uvedeno její náhradní obvodové schéma a simulované s -parametry pomocí EM simulátoru v porovnání se simulací ideálního obvodového schématu. Jak je vidět z obrázku, tato struktura má vlastnosti odpovídající náhradnímu obvodu skládajícího se z paralelního LC obvodu a sériové indukčnosti L_s , jak bylo uvedeno v [18]. Tomu odpovídají i simulované s -parametry, jak je uvedeno na obrázku.



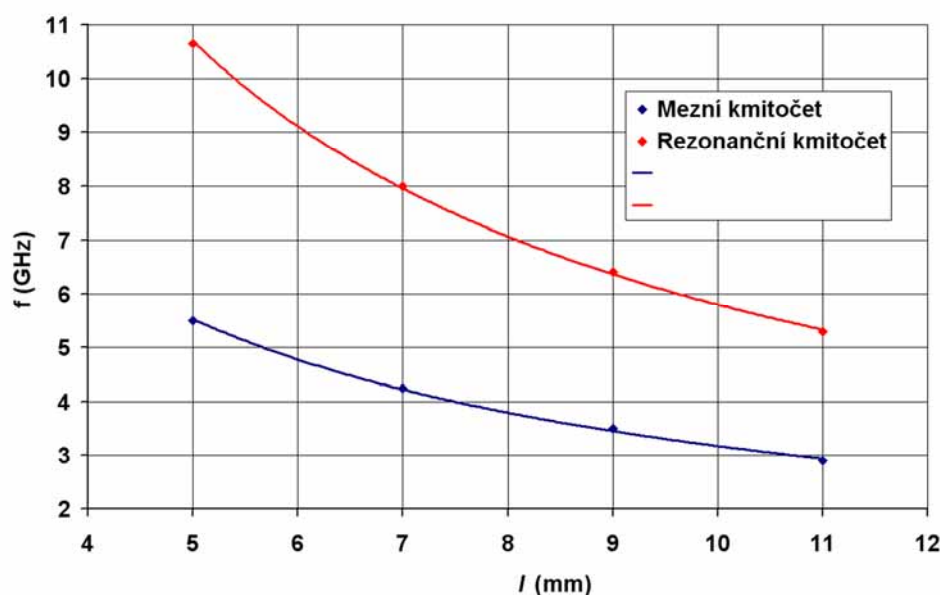
Obr. 4.2. DGS struktura a její náhradní obvod ($L_s = 1,6$ nH, $L_p = 2,85$ nH, $C_p = 0,2$ pF).

Analyzovaná mikropásková struktura je napájena vedením o impedanci 50Ω . Následuje úsek vedení o šířce w_2 a délce odpovídající w_1 . Rozměr w_1 je z důvodu zmenšení počtu proměnných a z důvodu co nejmenších výsledných rozměrů filtru zvolen stejný jako je šířka 50-ti ohmového vedení. Vlastnosti této DGS struktury byly zkoumány pomocí simulací v EM simulátoru Ansoft Designer. Substrát byl v simulacích uvažován DiClad 870 o relativní permitivitě $\epsilon_r = 2,33$ a tloušťce $h = 0,508$ mm. Pro tento substrát je šířka mikropáskového vedení o charakteristické impedanci 50Ω rovna $w = 1,5$ mm.

Indukčnost L je dána plochou štěrbin v zemní ploše substrátu o rozměrech w_1 a l . Obrázek 4.3 ukazuje vliv délky l na výsledné s -parametry mikropásku s DGS. Rozměry $w_1 = 1,5$ mm, $g = 0,3$ mm a $w_2 = 0,9$ mm jsou konstantní. Délka l se mění v krocích 5 mm, 7 mm, 9 mm a 11 mm. obr. 4.4 ukazuje závislost f_c a f_0 na délce l .



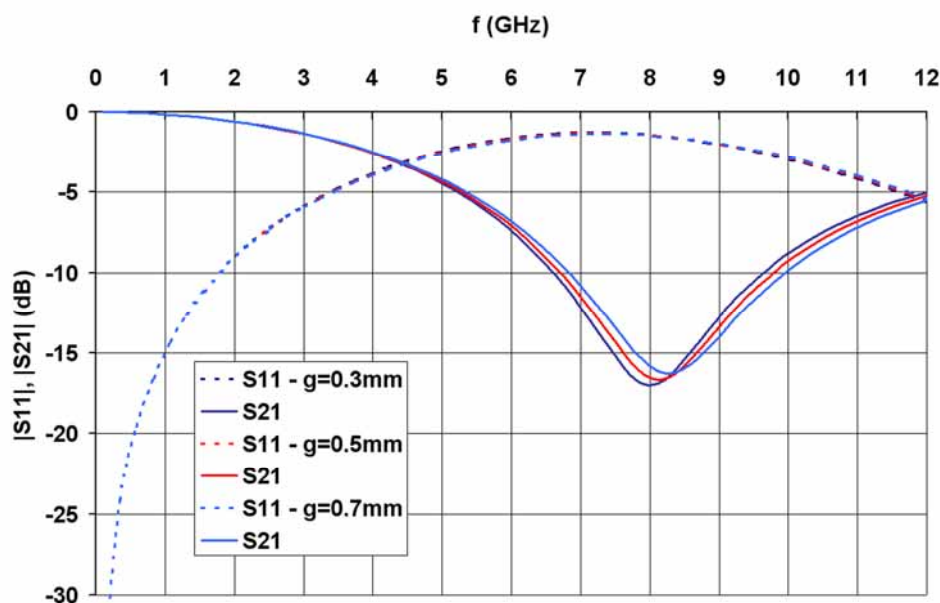
Obr. 4.3. Simulované s -parametry pro různé délky l .



Obr. 4.4. Závislost f_c a f_0 na délce l .

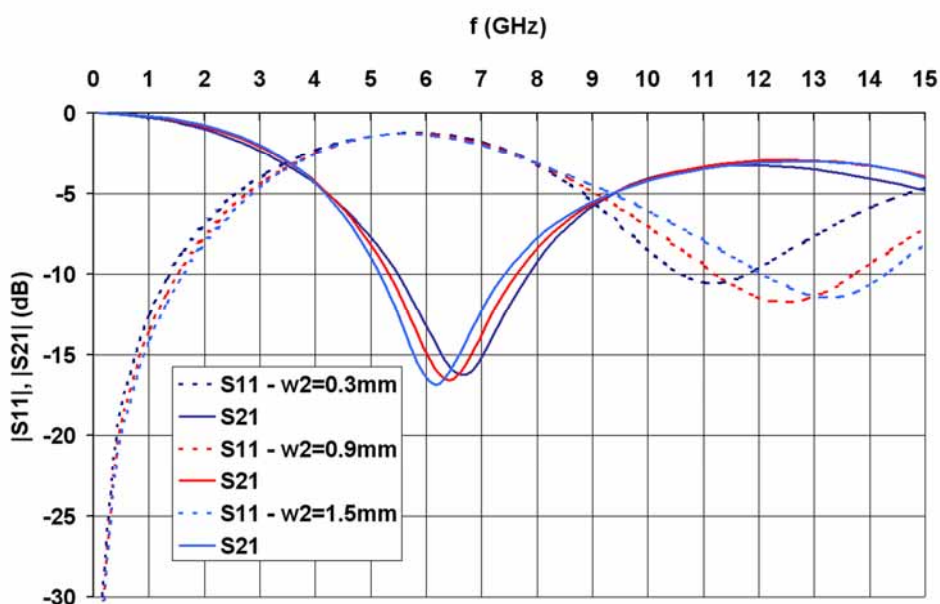
Se zvětšující se délkou l rovněž roste indukčnost L a to se projevuje posunem mezního kmitočtu f_c a rezonančního kmitočtu f_0 směrem k nižším frekvencím.

Kapacita C je v největší míře dána šířkou mezery g . To se projevuje mírným posunem rezonančního kmitočtu f_0 , avšak mezní kmitočet f_c zůstává téměř stejný. Simulované s -parametry jsou uvedeny na obr. 4.5. Šířka mezery g se mění v krocích 0,3 mm, 0,5 mm a 0,7 mm zatímco rozměry $w_1 = 1,5$ mm, $l = 7$ mm a $w_2 = 0,9$ mm jsou konstantní.



Obr. 4.5. Simulované s -parametry pro různé šířky mezery g .

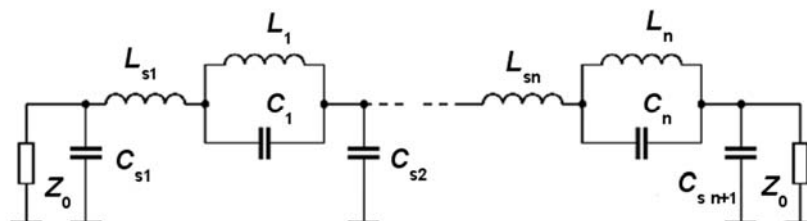
Sériovou indukčnost L_s ovlivňuje šířka mikropásku označená w_2 . To je vidět na obr. 4.6, který ukazuje s -parametry pro w_2 v krocích 0,3 mm, 0,9 mm a 1,5 mm. Rozměry $w_1 = 1,5$ mm, $l = 9$ mm a $g = 0,3$ mm jsou konstantní.



Obr. 4.6. Simulované s -parametry pro různé šířky mikropásku w_2 .

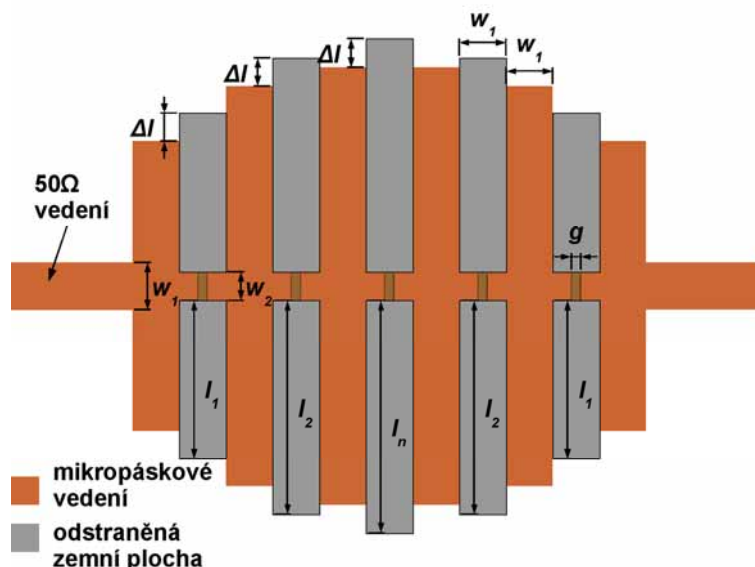
Na obrázku 4.6 je patrný posun minima s_{11} se změnou šířky w_2 . To odpovídá při zmenšování w_2 zvyšování indukčnosti L_s . Dále je patrný mírný posun rezonančního kmitočtu f_0 . S rostoucím w_2 se tedy mírně zvyšuje i kapacita C .

Na obr. 4.7 je náhradní schéma dolní propusti s využitím výše uvedené DGS struktury. Skládá se z paralelních LC obvodů řazených do série s induktorem L_s a z kapacitorů C_s zapojených proti zemi. Takové zapojení vykazuje frekvenční charakteristiku podobnou charakteristice eliptické dolní propusti. Dá se předpokládat strmý přechod z propustného do nepropustného pásma a nuly přenosové funkce na konečných frekvencích.



Obr. 4.7. Náhradní schéma filtru typu dolní propust s DGS.

Celý filtr je tvořen DGS prvky ve funkci sério-paralelních LC obvodů a úseky mikropáskového vedení naprázdno, které mají funkci kapacitorů C_s .



Obr. 4.8. Struktura mikropáskové dolní propusti s DGS.

Navržená struktura filtru je znázorněna na obr. 4.8. Filtr je symetrický jak podle svislé tak podle podélné osy. Je charakterizován rozměry $l_1 \dots l_n$, w_1 , w_2 , g a Δl [19].

4.2 Analýza vlastností filtru

Pro první simulace filtru byly délky l odstupňovány lineárně. Ukázalo se, že odraz s_{11} v propustném pásmu při této topologii filtru nabývá příliš vysokých hodnot a zvlnění přenosu filtru je velké. Filtr je možné laděním délek l jednotlivých rezonátorů přizpůsobit pro určité úzké pásmo kmitočtů, ale problém nastává v případě, kdy požadujeme dobré přizpůsobení v celém pásmu propustnosti dolní propusti. Protože

v literatuře [13] je popsán případ, kdy se odraz v propustném pásmu zmenšil vlivem volby rozměrů DGS rezonátorů podle exponenciální funkce (viz. kapitola 2), bylo další zkoumání zaměřeno na hledání vyhovujícího nelineárního rozložení délek l . Po několika experimentech bylo nalezeno rozložení, jak je ukázáno dále.

Délka l se mění úměrně exponenciální funkci $C^{1/x}$, kde C je konstanta a x je číslo DGS elementu. Potom je možné pro každý DGS element definovat koeficienty jako

$$N_1 = C^{\frac{1}{1}}, N_2 = C^{\frac{1}{2}}, \dots, N_x = C^{\frac{1}{x}}, N_n = C^{\frac{1}{n}}. \quad (4.1)$$

Délky $l_1, l_2, \dots, l_x, l_n$ se vypočítají podle vztahu

$$l_x = \frac{l_n \cdot N_n}{N_x} + 1, \quad (4.2)$$

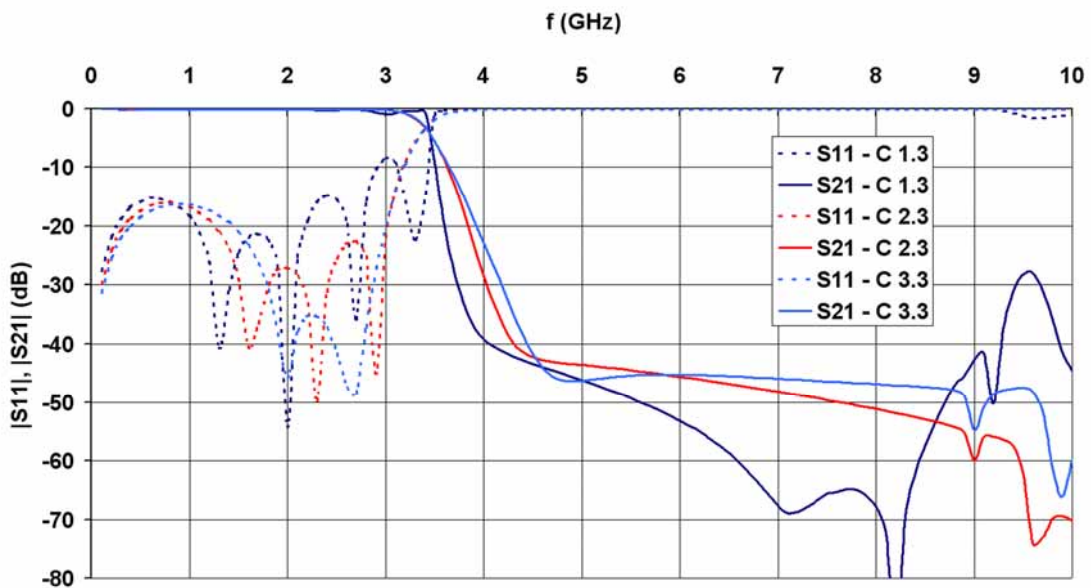
kde l_n je délka nejdelšího (prostředního) DGS elementu. Celkový počet DGS elementů je pak

$$2n - 1. \quad (4.3)$$

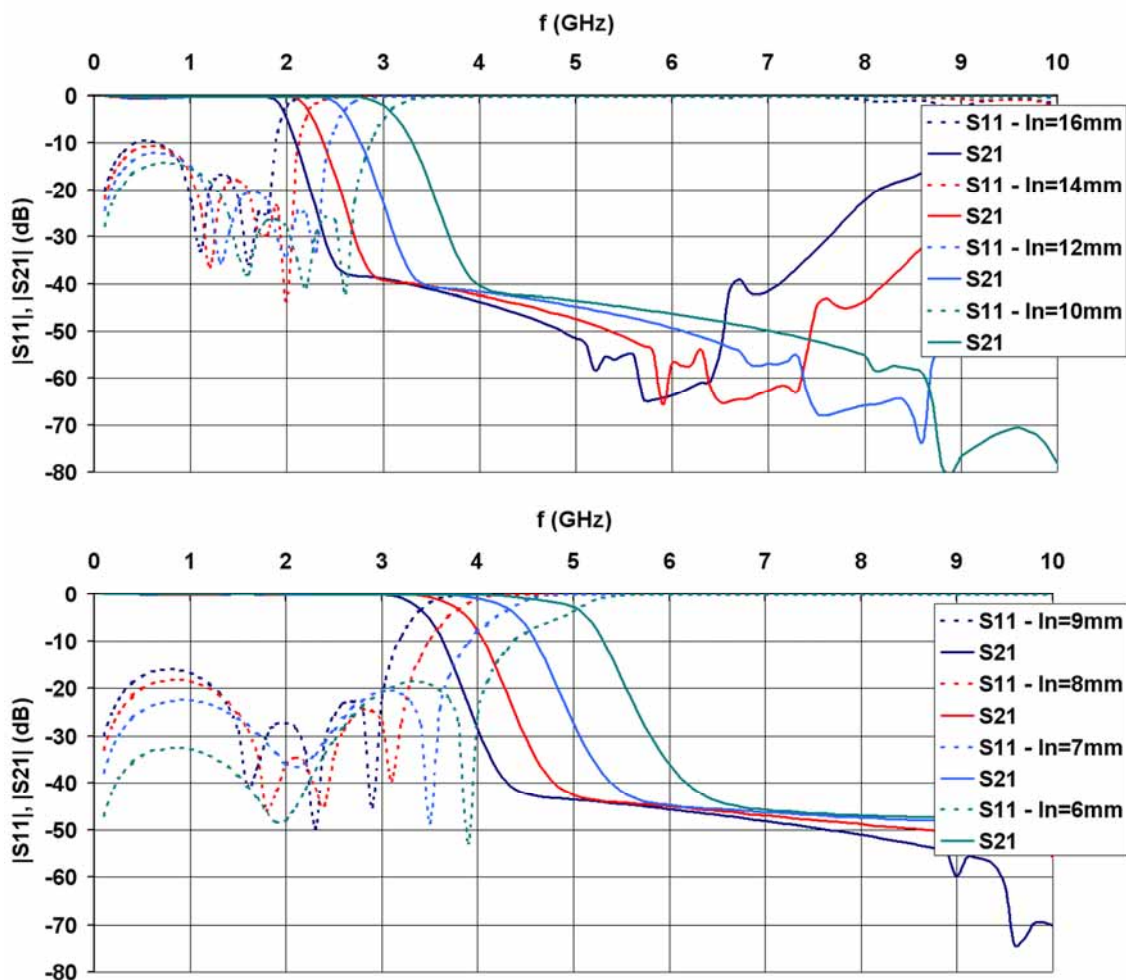
Jestliže uvažujeme náhradní schéma filtru podle obr. 4.7, potom odpovídající řád filtru je roven

$$4n - 1. \quad (4.4)$$

Vliv konstanty C na frekvenční charakteristiku filtru byl ověřován simulacemi. Při všech simulacích byly rozměry $w_1 = 1,5$ mm, $g = 0,3$ mm, $w_2 = 0,9$ mm a $\Delta l = 1,3$ mm pro větší přehlednost konstantní. Substrát byl opět uvažován DiClad 870 s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 2,33$ a tloušťkou $h = 0,508$ mm. Na obr. 4.9 jsou simulované s -parametry filtru pro 3 různé konstanty C . Pro účely simulace byla zvolena délka prvku $l_n = 9$ mm a $n = 3$. Pro $C = 1,3$ pak byly délky $l_1 = 7,7$ mm a $l_2 = 8,6$ mm, pro $C = 2,3$ je $l_1 = 5,6$ mm a $l_2 = 8,0$ mm a pro $C = 3,3$ je $l_1 = 4,6$ mm a $l_2 = 7,6$ mm. Jak je vidět z obr. 4.9, s rostoucí hodnotou C klesá modul činitele odrazu s_{11} v pásmu propustnosti filtru, zejména v blízkosti mezního kmitočtu filtru. Zároveň se mírně zmenšuje strmost přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem.



Obr. 4.9. Simulované s -parametry v závislosti na C .

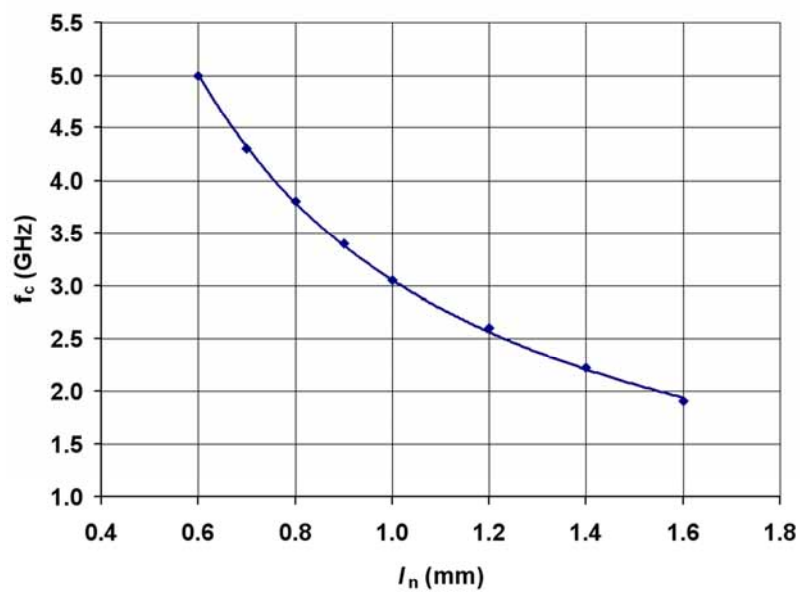


Obr. 4.10. Simulované s -parametry pro různé délky l_n .

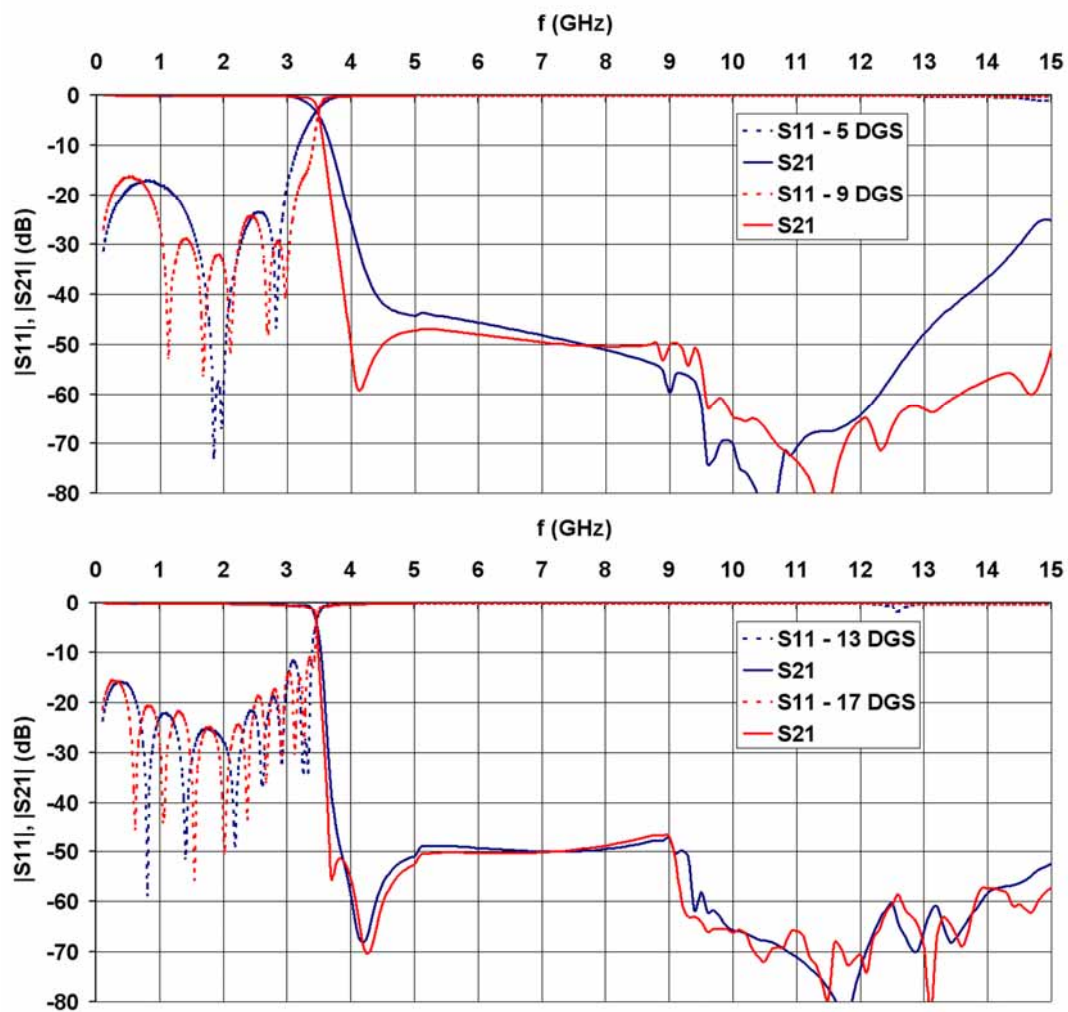
Simulace ukázaly, že pro $l_n = 9$ mm je mezní kmitočet filtru přibližně 3,4 GHz, nezávisle na hodnotě C .

Obrázek 4.10 ukazuje, jak volba délky prvku l_n ovlivňuje hodnotu mezního kmitočtu filtru, na obr. 4.11 je pak f_c v závislosti na l_n . Byly simulovány s -parametry pro l_n od 6 mm do 16 mm, přičemž $C = 2,3$ a $n = 3$. Jak je vidět, mezní kmitočet může být v určitých mezích měněn pomocí změny délky l_n . Se zmenšujícím se l_n vzrůstá odraz s_{11} poblíž mezního kmitočtu, to by však mohlo být kompenzováno zvýšením C , jak bylo uvedeno výše.

Dále byl zkoumán vliv zvyšování počtu DGS elementů filtru (zvyšování řádu filtru). Pro simulace byla konstanta C zvolena 2,3 a $l_n = 9$ mm. Počet DGS elementů byl měněn od 5 do 17, tedy n se měnilo od 3 do 9. Vliv zvyšování řádu filtru je patrný z obr. 4.12. Mezní kmitočet byl nezávisle na řádu filtru konstantní, přibližně 3,4 GHz. Jak se dalo očekávat, vyšší řád filtru se projevil na zvětšení strmosti frekvenční přenosové charakteristiky. Modul činitele odrazu s_{11} zůstává v celém pásmu propustnosti filtru na relativně nízké úrovni (do -12 dB).



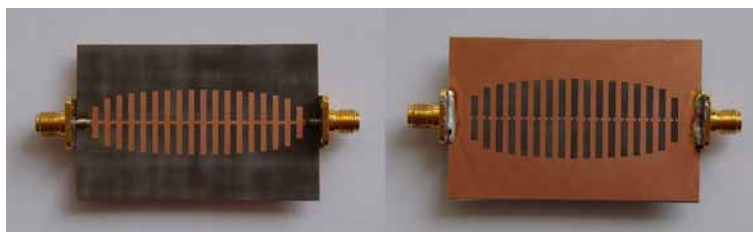
Obr. 4.11. Mezní kmitočet filtru f_c v závislosti na délce l_n .



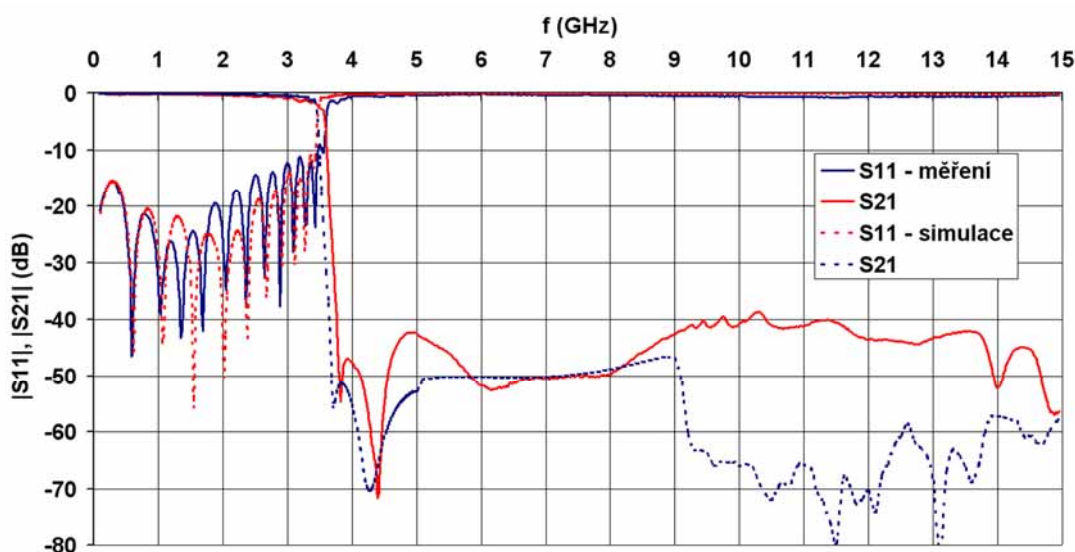
Obr. 4.12. Vliv zvyšování počtu DGS elementů filtru (řád filtru 11 až 35).

Jak je vidět z obr. 4.12, počet DGS elementů nad 17 by zřejmě už neměl zásadní vliv na strmost filtru, jen by se zbytečně zvětšovaly fyzické rozměry filtru a rostl by útlum v propustném pásmu. Tato vlastnost se však zřejmě bude lišit v závislosti na dosažitelném činiteli jakosti rezonátorů podle použitého substrátu.

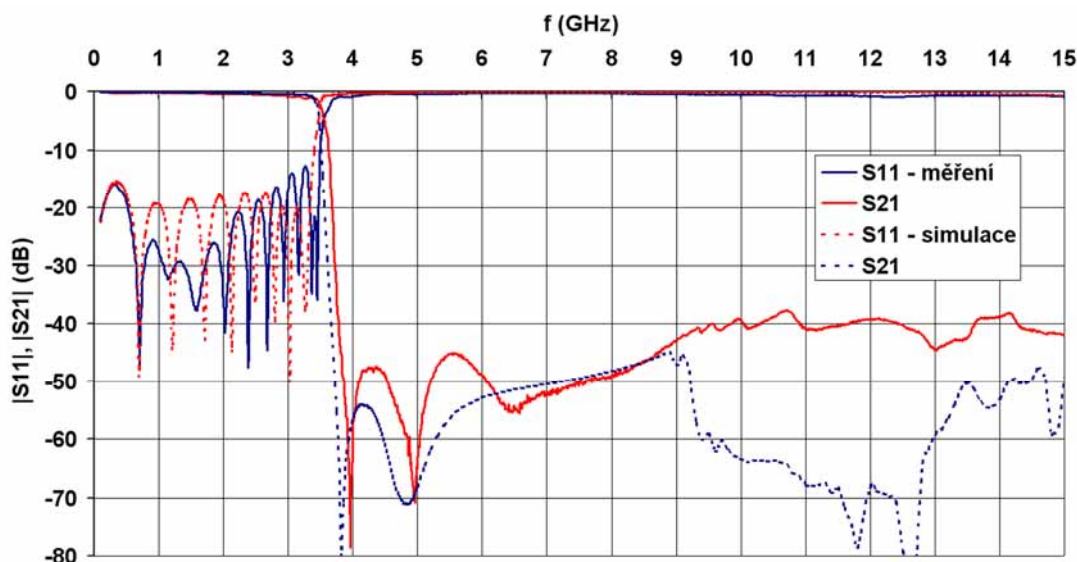
Výsledky simulací filtru byly ověřeny experimentálně jeho realizací. Realizovány byly dva filtry se 17ti DGS elementy ($n = 9$, filtr 35. řádu), jeden pro $C = 2,3$ a druhý pro $C = 3,3$. Výsledky měření se dobře shodují se simulacemi. Mezní kmitočet je u reálného vzorku posunut asi o 0,15 GHz výše, tedy chyba je přibližně 4,4 procenta. Na frekvencích vyšších než 10 GHz je patrný rozdíl mezi simulací a měřením, potlačení přenosu je však v celém pásmu lepší než -40 dB. Přenos s_{21} klesá od mezní frekvence v průběhu 0,26 GHz o 50 dB, bylo tedy dosaženo strmosti téměř 20 dB na 0,1 GHz při $f_c = 3,4$ GHz. S vyšší konstantou C bylo dosaženo lepších výsledků z hlediska nižšího odrazu s_{11} v propustném pásmu. Fotografie horní i spodní strany realizovaného filtru jsou na obr. 4.13. Simulované s -parametry filtrů jsou zobrazeny na obr. 4.14 a 4.15.



Obr. 4.13. Fotografie horní a dolní strany filtru (rozměr desky 60 x 35 mm).



Obr. 4.14. Změřené a simulované s -parametry filtru ($C = 2,3$).

Obr. 4.15. Změřené a simulované s -parametry filtru ($C = 3,3$)

4.3 Zhodnocení výsledků

V této kapitole byla zkoumána možnost návrhu dolní propusti s využitím DGS rezonátorů ve tvaru obdélníkových štěrbin. Volbou tohoto typu rezonátoru bylo dosaženo velmi malých rozměrů celé struktury, což umožnilo navrhnout filtry vysokých řádů s kompaktními rozměry. Podobně jako ve [13], byly zde experimentálně zkoumány výsledné vlastnosti filtru v závislosti na rozměru DGS rezonátorů. Proměnný rozměr rezonátoru byl dán matematickou funkcí v závislosti na poloze rezonátoru ve struktuře filtru. Byly dosaženy zajímavé výsledky, zejména velká strmost filtru při jeho malých rozměrech a velmi široké pásmo nepropustnosti. Nevýhodou této metody je, že koeficienty pro výpočet rozměrů filtru z uvedených empirických vztahů budou závislé na parametrech použitého substrátu.

5 Dolní propust se čtvercovými DGS rezonátory

Jak bylo popsáno výše, DGS rezonátor je možné modelovat paralelním LC obvodem, složeným z kapacitoru C_p a induktoru L_p . Z frekvenční charakteristiky přenosu s_{21} je pak možné získat hodnoty ideálních součástek náhradního obvodového modelu. Postup pro získání hodnot parametrů náhradního modelu byl pro rezonátor tvořený dvěma plochami propojenými pod mikropáskem tenkou spojnicí uveden v kapitole (2).

Princip návrhu filtru typu dolní propust s využitím tohoto DGS rezonátoru vychází z toho, že je použit DGS rezonátor ve funkci induktoru. Podle požadované hodnoty indukčnosti jsou vypočteny rozměry rezonátoru tak, že na mezní frekvenci navrhovaného filtru je induktor nahrazen paralelním LC obvodem o výsledné reaktanci rovné reaktanci daného induktoru.

Uvedenou vlastnost lze s výhodou využít při návrhu příčkových filtrů typu dolní propust, kdy je filtr tvořen řadou sériových induktorů a paralelních kapacitorů. Návrh těchto sériových induktorů klasickým způsobem vyžaduje použití velmi úzkého vysokoimpedančního vedení. To způsobuje problémy v případě, že je nutné filtrem přenášet vyšší výkon. Při větších hodnotách indukčností u filtrů s nízkým mezním kmitočtem je fyzická délka vedení již poměrně velká. Tento problém řeší umístění DGS rezonátoru pod mikropáskové vedení. Jak bude ukázáno dále, je tímto způsobem dosažená hodnota indukčnosti dostatečně vysoká a to při použití velmi krátkého nízkoimpedančního mikropásku.

Dále bude popsán postup návrhu dolní propusti podle Čebyševova normovaného modelu, na který bude aplikován postup nahrazení sériových induktorů modelem DGS rezonátoru.

5.1 Návrh filtru s Čebyševovou aproximací frekvenční charakteristiky

Tato podkapitola pojednává o principech návrhu filtru s frekvenční charakteristikou aproximovanou Čebyševovou funkcí. Jsou zde uvedeny teoretické předpoklady nutné pro další postup (vztahy jsou přejaty z literatury [3]).

Frekvenční charakteristika přenosu Čebyševova filtru se vyznačuje konstantním zvlněním v propustném pásmu a útlumem v pásmu nepropustnosti teoreticky jdoucím k nekonečnu. Komplexní přenosová funkce filtru tohoto typu je dána vztahem

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)}, \quad (5.1)$$

kde

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (5.2)$$

je konstanta zvlňení, odvozená ze zvlňení útlumu (přenosu) filtru L_{Ar} v propustném pásmu. $T_n(\Omega)$ je Čebyševova funkce prvního typu, n -tého řádu, definovaná jako

$$T_n(\Omega) = \cos(n \cdot \cos^{-1} \Omega) \text{ pro } |\Omega| \leq 1$$

a (5.3)

$$T_n(\Omega) = \cosh(n \cdot \cosh^{-1} \Omega) \text{ pro } |\Omega| \geq 1.$$

Na obr. 5.1 je znázorněna závislost útlumu Čebyševova filtru v závislosti na úhlové frekvenci Ω . Obecný vztah popisující přenosovou funkci Čebyševova filtru má tvar [3]

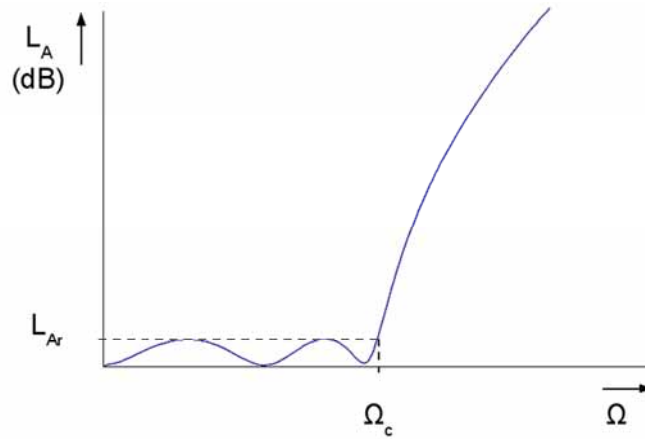
$$S_{21}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n \sqrt{\eta^2 + \sin^2\left(\frac{i \cdot \pi}{n}\right)}}{\prod_{i=1}^n (p + p_i)}, \quad (5.4)$$

kde

$$p_i = j \cdot \cos\left[\sin^{-1} j\eta + \frac{(2i-1) \cdot \pi}{2n}\right] \quad (5.5)$$

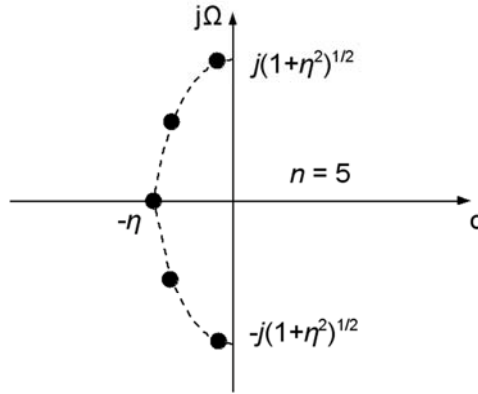
a

$$\eta = \sinh\left(\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right). \quad (5.6)$$



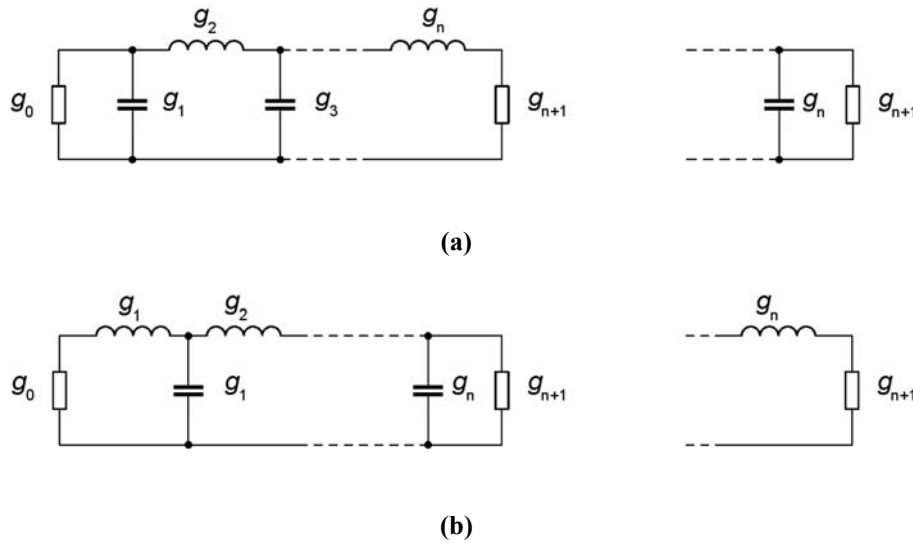
Obr. 5.1. Průběh útlumu dolní propusti podle Čebyševovy aproximace v závislosti na kmitočtu.

Hodnoty p , na kterých velikost přenosu jde k nekonečnu jsou označovány jako póly přenosové funkce, v případě, že je přenos nulový, jsou označovány jako nuly. Obr. 5.2 zobrazuje rozmístění pólů filtru v komplexní rovině. Póly jsou rozmístěny na elipse v levé polovině. Hlavní osa elipsy leží na imaginární ose $j\Omega$ a její délka je $\sqrt{1+\eta^2}$. Vedlejší osa elipsy má velikost η a leží na reálné ose σ . Nuly jsou v případě Čebyševova filtru umístěny v nekonečnu.



Obr. 5.2. Póly filtru v komplexní rovině.

Na obr. 5.3 je znázorněn normovaný model pro Butterworthův nebo Čebyševův filtr – základní (obr. 5.3a) a k ní duální (obr. 5.3b) struktura. Levé dva obrázky znázorňují zapojení filtru pro sudé n , vpravo je pak modifikace výstupu filtru v případě lichého n . Jednotlivé obvodové prvky filtru n -tého řádu (kde n představuje počet reaktančních prvků) jsou označeny g_0 až g_{n+1} , přičemž prvky g_0 a g_{n+1} představují reálnou impedanci, kterou je filtr zatížen na vstupu a na výstupu.



Obr. 5.3. Struktura normovaného filtru podle Čebyševovy nebo Butterworthovy aproximace.

Je použito kmitočtové a impedanční normování tak, aby impedance na vstupu filtru byla rovna jedné ($g_0 = 1$) a rovněž úhlový mezní kmitočet byl roven $\Omega_c = 1$ rad/s. Z těchto hodnot g je pak možné vypočítat konkrétní kapacity a indukčnosti pro filtr podle požadavků na mezní frekvenci, řádu filtru a maximální zvlnění.

Pro Čebyševovu aproximaci se hodnoty prvků g pro filtr se zvlněním v propustném pásmu L_{Ar} (dB) a mezním kmitočtem $\Omega_c = 1$ vypočítají podle vztahů [3]:

$$g_0 = 1 \quad (5.7)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (5.8)$$

$$g_i = \frac{1}{g_i - 1} \frac{4 \cdot \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \text{ pro } i = 2, 3, \dots, n \quad (5.9)$$

$$g_{n+1} = 1 \text{ pro } n \text{ lichá} \quad (5.10)$$

$$g_{n+1} = \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \text{ pro } n \text{ sudá}$$

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17,37}\right)\right] \quad (5.11)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (5.12)$$

Pro minimální útlum L_{As} (dB) na kmitočtu $\Omega = \Omega_s$ a zvlnění v propustném pásmu L_{Ar} (dB) je dán řád filtru n vztahem

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0,1L_{As}} - 1}{10^{0,1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s}. \quad (5.13)$$

V případě, že je zadána maximální hodnota odrazu L_R (dB) nebo poměru stojatých vln PSV v propustném pásmu, je možné tyto hodnoty přepočítat na odpovídající zvlnění prostřednictvím vztahů

$$L_{Ar} = -10 \cdot \log(1 - 10^{0,1L_R}) \quad (5.14)$$

a

$$L_{Ar} = -10 \cdot \log\left[1 - \left(\frac{PSV - 1}{PSV + 1}\right)^2\right]. \quad (5.15)$$

Výpočet obvodových prvků dolní propusti

Jak bylo uvedeno výše, při návrhu filtru se používá frekvenční a impedanční normování. Je tedy třeba transformovat normované obvodové prvky tak, aby se frekvenční charakteristika převedla z normované frekvenční oblasti Ω do reálné frekvenční oblasti ω . Frekvenční transformace se projeví na hodnotách všech reaktančních prvků.

Dále je potřeba přejít z normované impedance $g_0 = 1$ na požadovanou vstupní impedanci Z_0 . Za tímto účelem je zaveden parametr γ_0 jako

$$\gamma_0 = Z_0 / g_0 \text{ pro } g_0 \text{ představující odpor}$$

a

$$(5.16)$$

$$\gamma_0 = g_0 / Y_0 \text{ pro } g_0 \text{ představující vodivost,}$$

kde $Y_0 = 1/Z_0$. Tento parametr se pak aplikuje na obvodové prvky filtru (bez vlivu na tvar jeho frekvenční charakteristiky) následujícím způsobem:

$$L \rightarrow \gamma_0 L$$

$$C \rightarrow C / \gamma_0$$

$$(5.17)$$

$$R \rightarrow \gamma_0 R$$

$$G \rightarrow G / \gamma_0$$

Kmitočtová transformace normované dolní propusti na reálnou dolní propust s mezním úhlovým kmitočtem ω_c je dána vztahem

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \omega. \quad (5.18)$$

Užitím impedanční a kmitočtové transformace dostáváme vztahy pro výpočet indukčnosti

$$L = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g \quad (5.19)$$

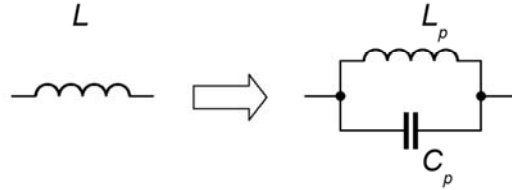
a kapacity

$$C = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g}{\gamma_0} \quad (5.20)$$

Rovněž je možné pomocí transformace jednotlivých obvodových prvků normované dolní propusti zvolené aproximace získat filtr s frekvenční charakteristikou horní propusti, pásmové propusti nebo pásmové zádrže.

5.2 Princip návrhu mikropáskové dolní propusti s využitím DGS rezonátorů

Popisovaný postup návrhu je založen na myšlence nahrazení sériových induktorů (v dolní propusti s příčkovou strukturou) mikropáskovým vedením s DGS rezonátory [20]. Jak je znázorněno na obr. 5.4, je nahrazen induktor ekvivalentním obvodem DGS rezonátoru. Tento rezonátor, modelovaný paralelním LC obvodem, musí mít na mezní frekvenci filtru ω_c stejnou reaktanci jako daný induktor.



Obr. 5.4. Nahrazení induktoru paralelním LC obvodem.

Tento stav (prostřednictvím paralelního spojení susceptancí induktoru L_p a kapacitoru C_p) popisuje rovnice

$$\frac{1}{\omega_c L} = \frac{1}{\omega_c L_p} - \omega_c C_p. \quad (5.21)$$

Hodnotu indukčnosti L lze vypočítat z normovaných parametrů filtru podle vztahu (5.19). Tento vztah můžeme zjednodušit do tvaru

$$L = \frac{g_i \cdot Z_0}{\omega_c}, \quad (5.22)$$

kde g_i je i -tý normovaný obvodový prvek filtru, představující v příčkové struktuře sériovou indukčnost. Jak bylo uvedeno výše, g_i lze vypočítat podle vztahů (5.7) až (5.12). Kapacitu C_p paralelního rezonančního obvodu můžeme vyjádřit jako

$$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_p}, \quad (5.23)$$

kde ω_0 je rezonanční kmitočet LC obvodu (modelu DGS rezonátoru). Po dosazení (5.22) a (5.23) do rovnice (5.21) dostaneme vztah pro mezní kmitočet filtru

$$\omega_c = -\frac{L_p \omega_0^2}{2g_i Z_0} + \sqrt{\left(\frac{\omega_0^2 L_p}{2g_i Z_0}\right)^2 + \omega_0^2}. \quad (5.24)$$

Ze vztahu (5.24) je tedy zřejmé, že ze známých parametrů L_p a ω_0 DGS rezonátoru lze pro daný normovaný obvodový prvek g_i vypočítat mezní kmitočet filtru ω_c . Mezní kmitočet filtru je určen rozměry DGS rezonátoru. Aby bylo možné ze zadaného mezního kmitočtu filtru určit rozměry DGS rezonátoru, je zapotřebí nalézt závislost mezního kmitočtu f_c a rezonančního kmitočtu f_0 DGS rezonátoru na jeho rozměrech. Ze znalosti těchto dvou parametrů lze pak vypočítat i hodnoty L_p a C_p . Další indukčnosti ve filtru je potom možné nahradit DGS rezonátory opakováním popsáného postupu pro zbývající g_i .

5.3 Závislost parametrů f_c a f_0 DGS rezonátoru na jeho rozměrech

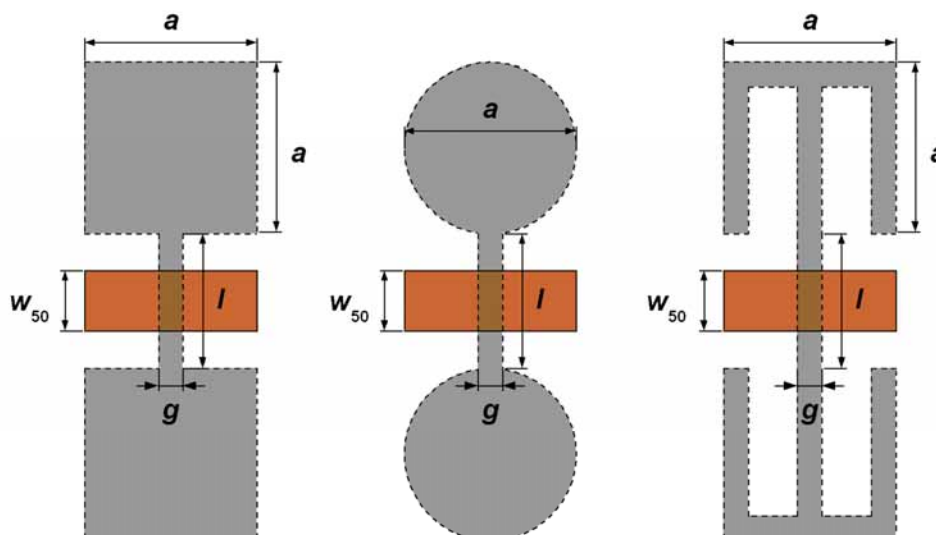
Z předcházející kapitoly je zřejmé, že pro praktický návrh popsaného typu filtru je nutné najít vztah popisující závislost hlavních parametrů DGS rezonátoru na jeho fyzických rozměrech. Tyto parametry lze získat *full-wave* simulací dané DGS struktury. Pro účely ověření této metody byl zvolen substrát Arlon DiClad 870, jehož parametry jsou uvedeny v tabulce.

Tab. 5.1. Vlastnosti mikrovlnného substrátu Arlon DiClad 870.

relativní permitivita ϵ_r	2,33
tloušťka dielektrika h	0,508 mm
$\tan \delta$	0,0013
tloušťka pokovení Cu	34 μm

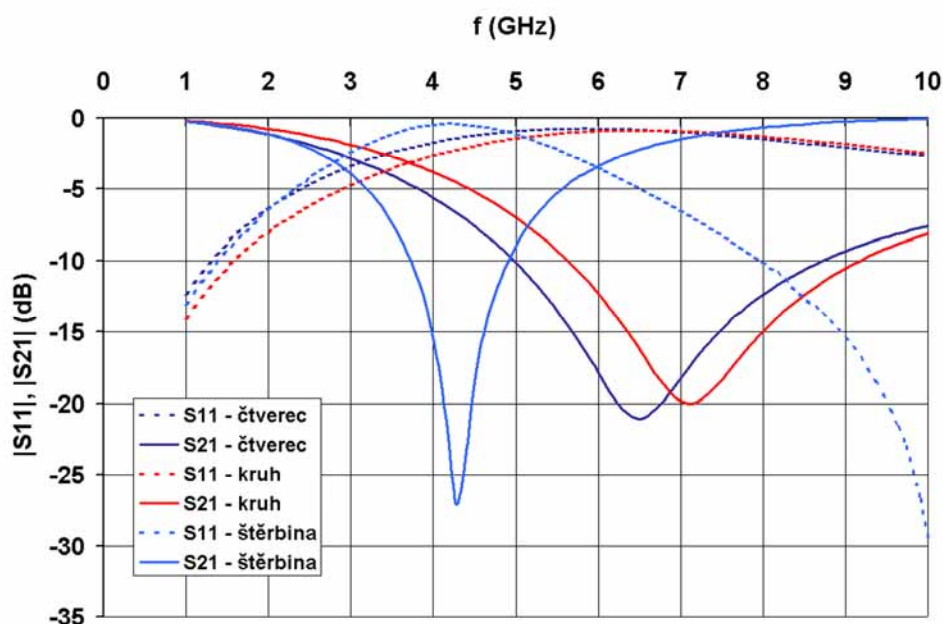
Dalším problémem je volba geometrického tvaru DGS rezonátoru. Kruhové a trojúhelníkové tvary se jeví z hlediska využití plochy substrátu jako méně vhodné. Pro návrh filtru se podle předběžného předpokladu lépe hodí klasický DGS rezonátor ve tvaru dvou čtverců s tenkou spojnici pod mikropáskem. V dalším textu budou podrobněji rozloženy vlastnosti tří různých typů rezonátorů. Jedná se o strukturu tvaru čtverce, kruhu a tenké šterbiny. Tyto geometrické tvary se vyskytují v literatuře v různých modifikacích [4],[16],[21]. Jejich rozměry jsou voleny tak, aby bylo možné všechny tři struktury vzájemně porovnat a aby byl minimalizován počet proměnných parametrů.

Protože do výsledného výpočtu indukčnosti bude při návrhu nutné započítat také vlastní indukčnost mikropásku vedoucího pod DGS rezonátorem, je potřeba omezit ovlivňování mikropásku blízkostí odstraněné zemní plochy. Simulacemi bylo zjištěno, že pokud mikropásek přímo sousedí s odstraněnou zemní plochou, zvyšuje se jeho indukčnost vlivem nestandardního rozložení pole na jeho okrajích, což znemožňuje přesný výpočet vlastní indukčnosti mikropásku pomocí běžně užívaných výpočetních vztahů. Proto byl zvolen kompromis a okraje DGS byly od mikropásku vzdáleny o 1/2 šířky vedení o impedanci 50 Ω . Tato úprava nemá velký vliv na výslednou náhradní indukčnost L_p , ale projeví se mírným zvýšením kapacity C_p . Šířka mikropásku w_{50} byla zvolena jako šířka vedení o impedanci 50 Ω , šířka mezery $g = w_{50}/3$ a délka tenké spojnice $l = 2 \cdot w_{50}$. Délka mikropásku o šířce w_{50} byla stejná jako rozměr a . Poslední parametr, tedy a , zůstal jako proměnná. Proměnný parametr bude dále vztahován k šířce 50-ti ohmového vedení jako w_{50}/a . Všechny tři analyzované typy DGS jsou znázorněny na obr. 5.5.



Obr. 5.5. Rozměry DGS rezonátorů.

K *full-wave* EM simulacím byl použit software Ansoft Designer a jeho Planar EM Simulator. Aby byly výsledky simulací relevantní, bylo potřeba najít vhodné nastavení simulátoru, zejména nastavení diskretizační sítě. V použitém simulátoru se hustota diskretizační sítě odvíjí od frekvence v jejímž okolí probíhá simulace. Je zde zaveden uživatelsky nastavitelný parametr f_{mesh} , který stanovuje maximální frekvenci, na které jsou výsledky pro danou hustotu diskretizační sítě (vytvořenou programem automaticky) dostatečně přesné. V případě hledání parametrů náhradního obvodu uvedených DGS rezonátorů je však potřeba simulovat s -parametry tak, aby bylo možné odečíst oba kmitočty f_c i f_0 . V případě stanovení rezonance bylo zjištěno, že výsledná hodnota f_0 se mění i při zvyšování f_{mesh} nad hodnotu f_0 a není tedy zřejmě dosaženo dostatečné přesnosti. Jako vhodné se ukázalo nastavit f_{mesh} na 150% rezonančního kmitočtu f_0 , kde již výsledná simulovaná hodnota f_0 stagnovala. Proto byla nejdříve provedena méně podrobná, ale výpočetně rychlá simulace za účelem přibližného zjištění f_0 , a po nastavení správné hodnoty f_{mesh} byla struktura analyzována podrobně a byly přesně odečteny hodnoty f_c a f_0 .



Obr. 5.6. Simulované s -parametry pro $w_{50}/a = 0.28$.

Konkrétní rozměry analyzovaných DGS rezonátorů jsou uvedeny v tabulce 5.2. Parametr w_{50}/a byl měněn v pěti krocích od 0,14 do 0,70. Na obr. 5.6 jsou pro srovnání znázorněny simulované průběhy s_{11} a s_{21} všech tří uvažovaných DGS při konstantních rozměrech. Tabulka 5.3 pak shrnuje parametry f_c a f_0 získané simulací pro různou velikost rezonátoru w_{50}/a . Rovněž jsou uvedeny hodnoty indukčností L_p a kapacit C_p náhradního modelu DGS rezonátoru, vypočtené podle vztahů (2.5) a (2.6).

Tab. 5.2. Rozměry DGS pro simulaci.

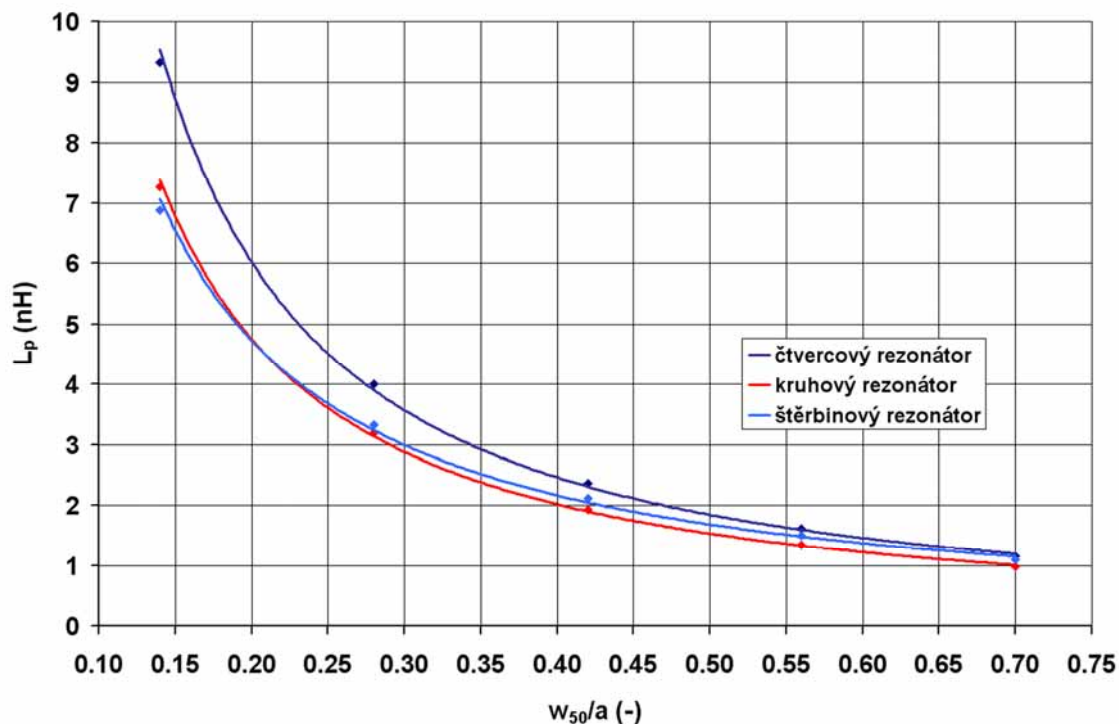
w_{50} (mm)	1,47
g (mm)	0,49
l (mm)	2,94
w_{50}/a (-)	0,14 ... 0,70

Tab. 5.3. Parametry získané EM simulací.

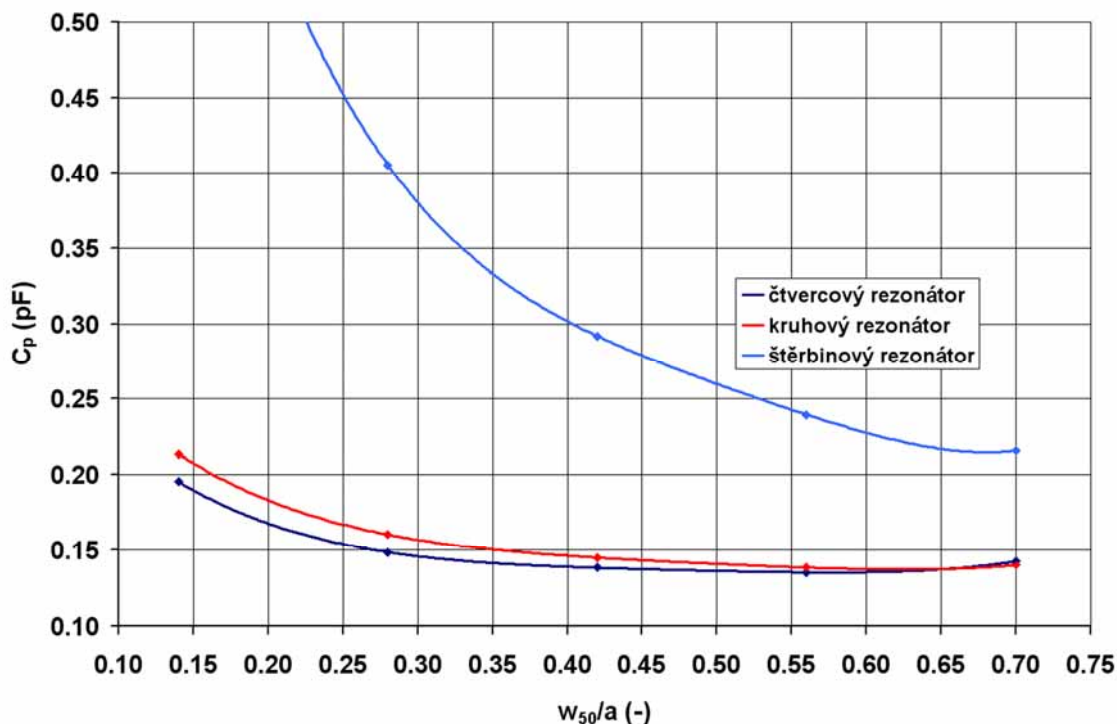
typ rezonátoru	w_{50}/a (-)	0,70	0,56	0,42	0,28	0,14
	a (mm)	2,10	2,63	3,50	5,25	10,50
čtverec	f_c (GHz)	8,06	6,39	4,76	3,09	1,45
	f_0 (GHz)	12,45	10,77	8,80	6,53	3,73
	L_p (nH)	1,147	1,614	2,365	3,997	9,317
	C_p (pF)	0,142	0,135	0,138	0,149	0,195
kruh	f_c (GHz)	9,03	7,27	5,50	3,65	1,77
	f_0 (GHz)	13,57	11,68	9,52	7,04	4,04
	L_p (nH)	0,982	1,341	1,928	3,188	7,266
	C_p (pF)	0,140	0,138	0,145	0,160	0,214
štěrbina	f_c (GHz)	7,28	5,72	4,23	2,80	1,39
	f_0 (GHz)	10,33	8,41	6,40	4,34	2,20
	L_p (nH)	1,100	1,495	2,119	3,318	6,879
	C_p (pF)	0,216	0,240	0,292	0,405	0,761

Z grafického znázornění závislosti L_p na rozměru DGS (obr. 5.7) je patrné, že zatímco kruhový a štěrbinový rezonátor mají závislost L_p na w_{50}/a podobnou, čtvercový rezonátor vykazuje větší změnu indukčnosti se zvětšujícím se w_{50}/a a celkově dosahuje vyšších hodnot L_p .

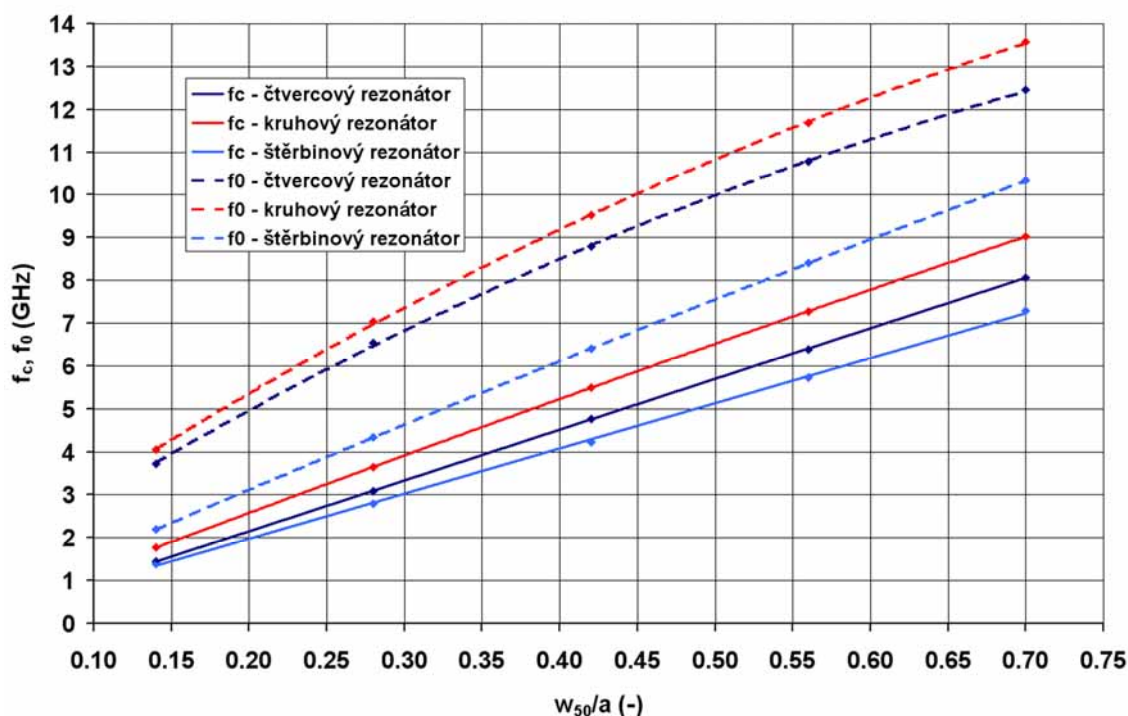
Podobně jako v předchozím případě, je na obr. 5.8 je znázorněna závislost C_p na w_{50}/a . Zde naopak čtvercový rezonátor vykazuje nejmenší kapacitu C_p a zároveň její nejmenší změnu s rostoucím w_{50}/a . Kapacita C_p u štěrbinového rezonátoru je výrazně vyšší než u ostatních dvou typů a změna C_p s rozměrem DGS je relativně velmi velká.



Obr. 5.7. Závislost indukčnosti L_p na rozměrech rezonátoru.

Obr. 5.8. Závislost kapacity C_p na rozměrech rezonátoru.

Bylo zjištěno, že průběh L_p by bylo možné aproximovat mocninnou funkcí, průběh C_p však není pro aproximaci jednoduchou funkcí vhodný. Proto jsou aproximovány závislosti f_c a f_0 na w_{50}/a a z nich se dosazením do vzorců (2.5) a (2.6) získají vztahy pro výpočet L_p a C_p při zadaném w_{50}/a . obr. 5.9 ukazuje závislost f_c a f_0 na w_{50}/a a jejich aproximaci. Ze simulací vyplynulo, že mezní kmitočet rezonátoru f_c závisí na w_{50}/a téměř lineárně a je možné jej s vysokou přesností aproximovat lineární funkcí. Závislost rezonančního kmitočtu f_0 rezonátoru na w_{50}/a se rovněž blíží lineární funkci. Ovšem jak je vidět z obr. 5.9, a jak bylo ověřeno výpočty, nebylo by toto zjednodušení v celém rozsahu proměnného parametru vyhovující. Jako aproximační funkce byl proto zvolen kvadratický polynom. Ze simulací odvozené aproximační funkce jsou pro všechny tři zkoumané DGS struktury uvedeny v tab. 5.4.


Obr. 5.9. Závislost f_c a f_0 na rozměrech rezonátoru.

Tab. 5.4. Aproximační funkce.

typ rezonátoru	f_c (GHz)	f_0 (GHz)
čtverec	$11,8 \cdot \frac{w_{50}}{a} - 0,206$	$-9,2566 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a}\right)^2 + 23,261 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a}\right) + 0,682$
kruh	$12,957 \cdot \frac{w_{50}}{a} + 0,002$	$-9,2566 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a}\right)^2 + 24,704 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a}\right) + 0,79$
štěrbina	$10,5 \cdot \frac{w_{50}}{a} - 0,126$	$-1,7857 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a}\right)^2 + 16,021 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a}\right) - 0,008$

Čtvercový DGS rezonátor

Na základě výše uvedených poznatků byl pro návrh dolních propustí vybrán čtvercový DGS rezonátor, jehož vlastnosti budou nyní rozebrány podrobněji. Tento rezonátor vykazuje ze zkoumaných tří typů (při stejných rozměrech) nejvyšší indukčnost L_p a zároveň nejmenší závislost kapacity C_p na w_{50}/a (viz. obr. 5.7 a 5.8).

Jak je vidět z vypočtených hodnot L_p a C_p , změna w_{50}/a má vliv především na hodnoty L_p , kde se indukčnost mezi uvažovanými krajními hodnotami w_{50}/a mění 8,12-krát. Proti tomu je největší změna kapacity C_p pouze 1,44-krát. Podle předpokladů má tedy změna délky strany rezonátoru zásadní vliv na indukčnost L_p , zatímco kapacita C_p je ovlivněna podstatně méně.

Jak bylo uvedeno v tab. 5.4, mezní kmitočet čtvercového rezonátoru lze na uvažovaném substrátu aproximovat lineární funkcí

$$f_c = 11,8 \cdot \frac{w_{50}}{a} - 0,206 \text{ [GHz]}. \quad (5.25)$$

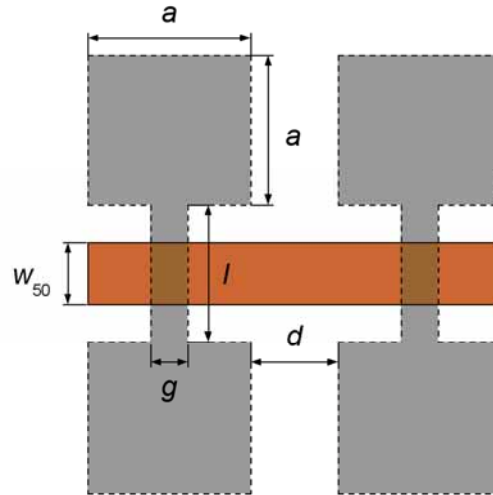
Rezonanční kmitočet je aproximován kvadratickou funkcí

$$f_0 = -9,2566 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a} \right)^2 + 23,261 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a} \right) + 0,682 \text{ [GHz]}. \quad (5.26)$$

Tab. 5.5. Porovnání hodnot získaných aproximací s hodnotami EM simulace.

w_{50}/a (-)		0,7	0,56	0,42	0,28	0,14
a (mm)		2,10	2,63	3,50	5,25	10,50
f_c (GHz)	EM simulace	8,06	6,39	4,76	3,09	1,45
f_0 (GHz)		12,45	10,77	8,80	6,53	3,73
f_c (GHz)	výpočet	8,05	6,40	4,75	3,10	1,45
f_0 (GHz)		12,43	10,81	8,82	6,47	3,76
odchylka	procent f_c	0,12	0,16	0,21	0,32	0,00
	procent f_0	0,16	0,37	0,23	0,92	0,80
L_p (nH)	EM simulace	1,147	1,614	2,365	3,997	9,317
C_p (pF)		0,142	0,135	0,138	0,149	0,195
L_p (nH)	výpočet	1,146	1,613	2,379	3,959	9,376
C_p (pF)		0,143	0,134	0,137	0,153	0,191
odchylka	procent L_p	0,06	0,04	0,56	0,95	0,63
	procent C_p	0,40	0,62	0,98	2,86	2,06

Tabulka 5.5 ukazuje srovnání hodnot f_c a f_0 (respektive L_p a C_p), získaných výpočtem pomocí aproximačních vztahů (5.25) a (5.26), s hodnotami vypočtenými EM simulací. Rovněž jsou uvedeny procentuelní odchylky vypočtených a simulovaných hodnot. Jak je vidět, aproximace f_c je velmi přesná – maximální odchylka od simulace je 0,32 procenta, u aproximace f_0 vzniká odchylka maximálně 0,92 procenta. Z těchto hodnot jsou pak vypočteny hodnoty L_p a C_p , kde se odchylky pohybují pro L_p (což je klíčový parametr pro návrh filtru) do 0,95 procenta a pro C_p do 2,86 procenta.



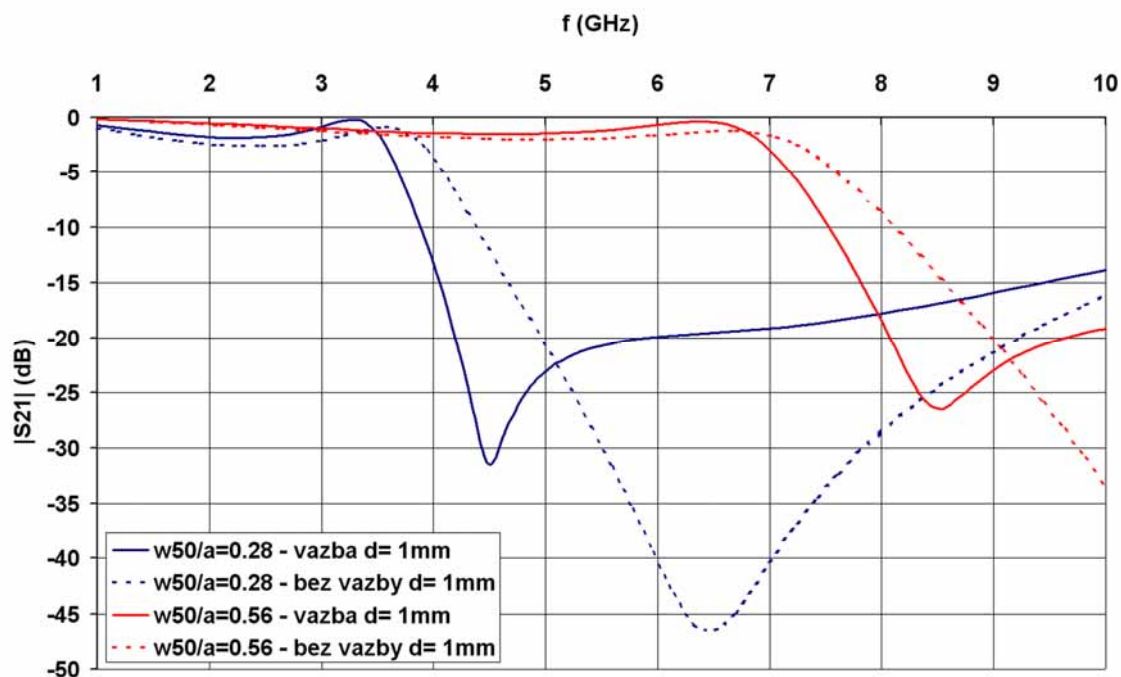
Obr. 5.10. Struktura pro analýzu vazby mezi DGS.

Jak bylo uvedeno v kapitole 2, díky vyzařování DGS rezonátorů dochází k jejich vzájemné vazbě, v závislosti na jejich vzájemné poloze. Při návrhu dolní propusti budou rezonátory umístěny pod mikropáskovým vedením v řadě vedle sebe a je proto vhodné

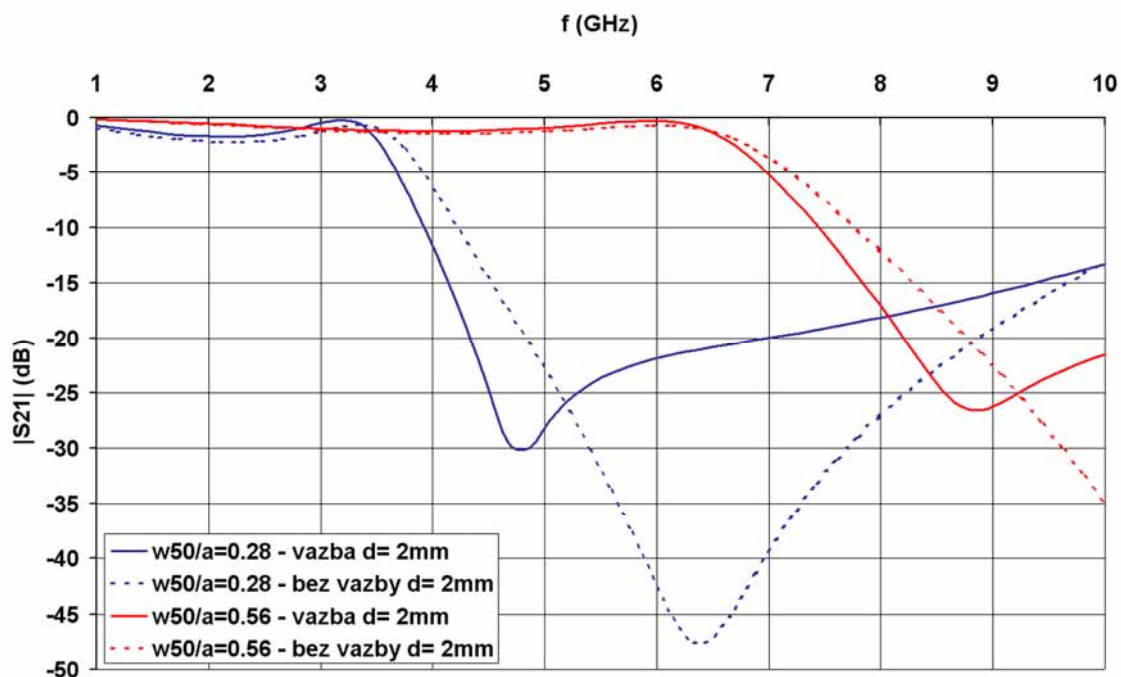
před vlastním návrhem alespoň přibližně zhodnotit jejich vzájemnou vazbu. Z tohoto důvodu byla zvolena struktura zobrazená na obr. 5.10. Byly použity dva rezonátory stejných rozměrů a velikost vazby bylo možné měnit změnou vzdálenosti d .

V simulaci byly modelovány dva případy (s vazbou mezi DGS a bez vazby) a jejich výsledky byly porovnány. První varianta, kdy byla započítána vazba mezi DGS, byla simulována strukturou tak jak je zobrazena na obr. 5.10. V druhém případě bylo nutné odstranit vazbu mezi oběma DGS, ale zachovat ostatní vlastnosti celé struktury. Struktura z obr. 5.10 byla rozdělena na 3 vzájemně se neovlivňující bloky – dva identické DGS rezonátory s mikropáskovým vedením o délce a a úsek mikropásku o délce d . Každá z částí byla simulována zvlášť EM simulací a následně byly všechny v odpovídajícím pořadí propojeny v obvodovém simulátoru. Tím byla vazba mezi DGS zcela vyloučena.

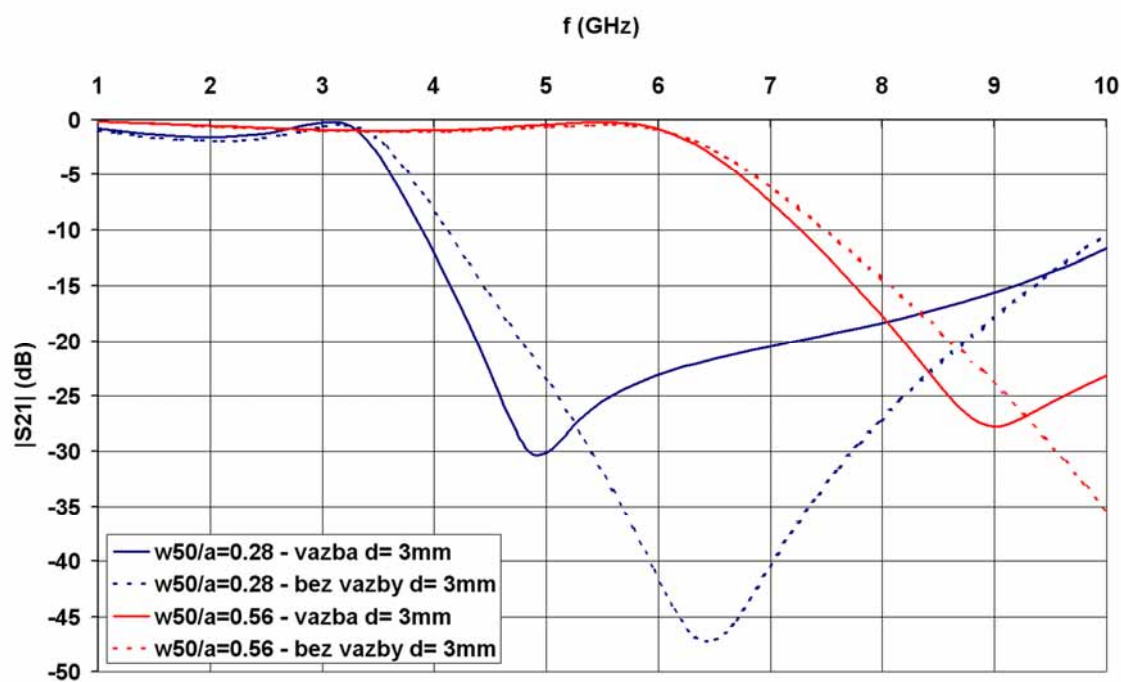
Byly simulovány 3 případy pro vzdálenost $d = 1, 2$ a 3 mm a pro dvě různé velikosti DGS ($w_{50}/a = 0,28$ a $0,56$). Byl sledován přenos s_{21} a rozdíly jeho průběhu s vazbou a bez vazby mezi DGS. Obrázky 5.11 až 5.13 znázorňují rozdíly mezi průběhy s_{21} s vazbou a bez vazby. Se zvětšující se vzdáleností d se rozdíly postupně zmenšují, přičemž největší odlišnost vykazují na rezonančním kmitočtu DGS rezonátoru. Rezananční kmitočty f_0 pro použité DGS jsou pro $w_{50}/a = 0,28$ $f_0 = 6,53$ GHz a pro $w_{50}/a = 0,56$ $f_0 = 10,77$ GHz). Z toho lze usoudit, že pokud se průběhy s_{21} liší málo, je slabé i vzájemné ovlivňování DGS rezonátorů vlivem jejich vazby. Jak je vidět z obr. 5.13 (pro $d = 3$ mm), velikost vazby je pro rezonátor s $w_{50}/a = 0,28$ minimální do frekvence přibližně 3 GHz a pro rezonátor s $w_{50}/a = 0,56$ zhruba do 6,5 GHz.



Obr. 5.11. Porovnání dvojice DGS rezonátorů s vzájemnou vazbou a bez vazby pro $d = 1$ mm.



Obr. 5.12. Porovnání dvojice DGS rezonátorů s vzájemnou vazbou a bez vazby pro $d = 2$ mm.



Obr. 5.13. Porovnání dvojice DGS rezonátorů s vzájemnou vazbou a bez vazby pro $d = 3$ mm.

5.4 Návrh mikropáskových dolních propustí se čtvercovými DGS rezonátory

Jak je uvedeno v kapitole 5.2, lze odvodit vztah (5.24) pro závislost mezního kmitočtu filtru ω_c na L_p a ω_0 DGS rezonátoru. Nyní by bylo pro návrh filtru vhodné, s využitím aproximačních vzorců (5.25) a (5.26), odvodit vztah pro výpočet w_{50}/a DGS rezonátoru při zadaném ω_c filtru. Za tímto účelem zavedeme ze vztahů (5.25) a (5.26) aproximační polynomy označené jako p_c a p_0 :

$$p_c = \left(11,8 \cdot \frac{w_{50}}{a} - 0,206 \right) \cdot 2\pi \cdot 10^9 \text{ [rad/s]} \quad (5.27)$$

$$p_0 = \left(-9,2566 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a} \right)^2 + 23,261 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a} \right) + 0,682 \right) \cdot 2\pi \cdot 10^9 \text{ [rad/s]} \quad (5.28)$$

Vztahy (5.27) a (5.28) představují vzorce pro výpočet úhlových frekvencí ω_c a ω_0 DGS rezonátoru z parametru w_{50}/a . Potom lze dosadit do (2.5)

$$C_p = \frac{p_c}{2Z_0(p_0^2 - p_c^2)} \quad (5.29)$$

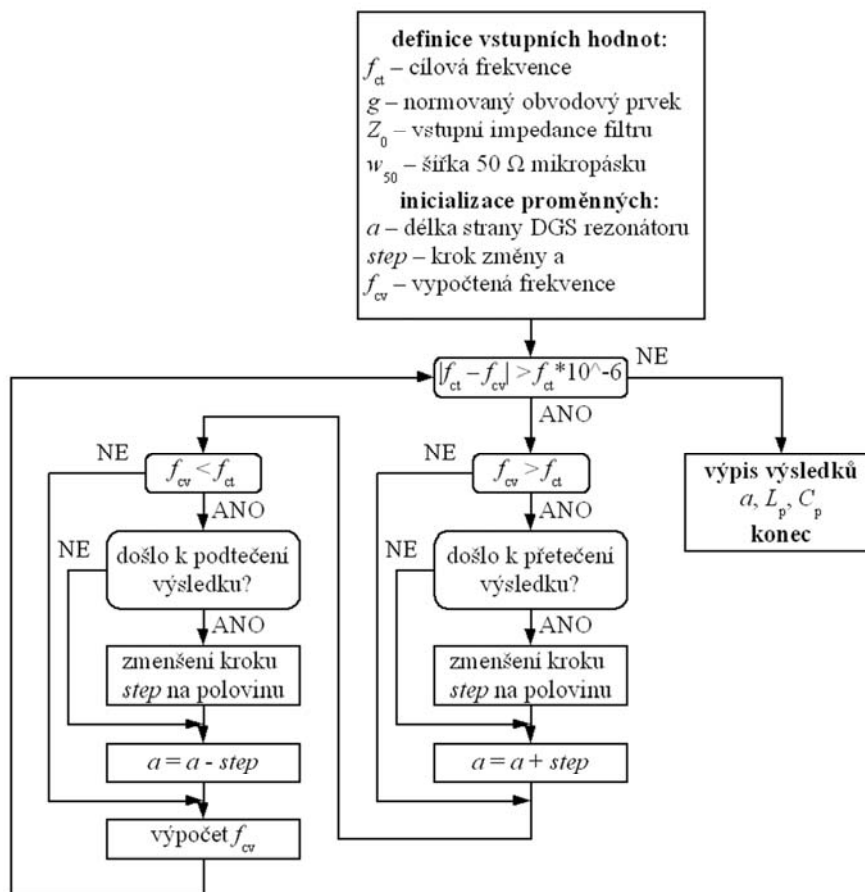
a následně do (2.6)

$$L_p = \frac{2Z_0(p_0^2 - p_c^2)}{p_0^2 \cdot p_c}. \quad (5.30)$$

Dosazením (5.28) a (5.30) do (5.24) dostaneme rovnici pro mezní úhlovou frekvenci filtru ω_c

$$\omega_c = \frac{p_c^2 - p_0^2}{g_i \cdot p_c} + \sqrt{\left(\frac{p_0^2 - p_c^2}{g_i \cdot p_c} \right)^2 + p_0^2}, \quad (5.31)$$

kde už je obsažen pouze parametr w_{50}/a . Z uvedené rovnice je zřejmé, že její analytické řešení pro w_{50}/a bude problematické. Proto bylo zvoleno numerické řešení pomocí jednoduchého skriptu pro MATLAB. Blokové schéma numerického řešení je znázorněno na obr. 5.14.



Obr. 5.14. Výpočet parametrů DGS rezonátoru ze zadané mezní frekvence filtru.

V části „definice konstant“ se definují cílové parametry filtru, „definice promenných“ obsahuje jak hledanou velikost strany DGS rezonátoru a , tak i ostatní proměnné použité pro výpočet (včetně jejich počátečních hodnot). Výpočetní algoritmus porovnává vypočtenou a cílovou hodnotu frekvence a podle toho jestli je vypočtená hodnota větší nebo menší než cílová, odečítá nebo přičítá k proměnné a krok označený $step$. Zároveň se při každém přetečení nebo podtečení cílové hodnoty krok zmenšuje na polovinu původní velikosti. Tím je zaručeno, že algoritmus poměrně rychle konverguje a řešení je vypočteno během řádově desítek iterací (v závislosti na počátečních podmínkách).

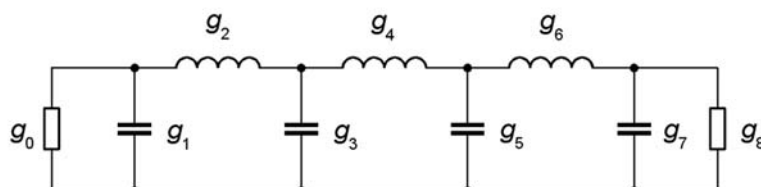
V další kapitole bude popsán návrh tří dolních propustí s mezními kmitočty 1, 3 a 5 GHz. Tím bude ověřena funkčnost navržené metody a zároveň bude ověřena platnost aproximace parametrů DGS rezonátorů pro široký rozsah w_{50}/a .

5.4.1 Dolní propust pro $f_c = 1$ GHz

Vstupními požadavky pro návrh prvního filtru jsou:

- 1) max. zvlnění přenosu v propustném pásmu $L_{Ar} = 0,1$ dB (tomu odpovídá max. hodnota odrazu na vstupu filtru $L_r = -16,4$ dB)
- 2) mezní kmitočet (pro $L_{Ar} = 0,1$ dB) $f_{cf} = 1$ GHz
- 3) řád filtru $n = 7$

Filtru sedmého řádu odpovídá příčková struktura začínající paralelním kapacitorem (viz. obr. 5.15). Hodnoty normovaných obvodových prvků jsou symetrické podle g_4 . Šířka mikropáskového vedení o charakteristické impedanci 50Ω je pro daný substrát $1,47$ mm, délka vlny na tomto vedení je pro $f = 1$ GHz $\lambda_g = 214,5$ mm.



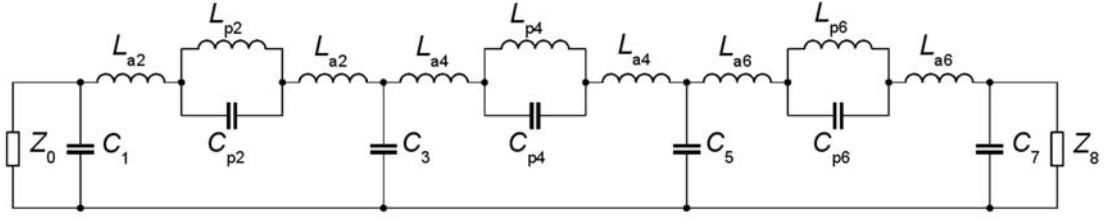
Obr. 5.15. Normovaný filtr sedmého řádu.

Pro dané zvlnění a řád filtru lze pro Čebyševovu aproximaci vypočítat normované obvodové prvky $g_0 \dots g_8$ ze vztahů (5.7) až (5.12). Z těchto prvků jsou pak podle (5.19) a (5.20) vypočítány hodnoty ideálních induktorů a kapacitorů, jak je uvedeno v tab. 5.6.

Tab. 5.6. Vypočítané parametry filtru.

i	g_i	obv. prvek	hodnota	jednotka
0	1	Z_0	50	Ω
1	1,1812	C_1	3,760	pF
2	1,4228	L_2	11,323	nH
3	2,0967	C_3	6,674	pF
4	1,5734	L_4	12,521	nH
5	2,0967	C_5	C_3	pF
6	1,4228	L_6	L_2	nH
7	1,1812	C_7	C_1	pF
8	1	Z_8	Z_0	Ω

Prvnímu sériovému induktoru L_2 odpovídá $g_2 = 1,4228$. Dosazením f_{cf} a g_2 do rovnice (5.31) a jejím řešením bylo vypočteno, že délka strany prvního DGS rezonátoru je $a_2 = 11,4$ mm, čemuž odpovídá $L_{p2} = 10,415$ nH, $C_{p2} = 0,195$ pF. Do celkové indukčnosti L_2 je ale třeba započítat i vlastní indukčnost mikropásku pod DGS rezonátorem. Indukčnost úseku vedení o délce $a_2/2$ je označena jako L_{a2} . Potom lze mikropáskový filtr aproximovat náhradním obvodovým modelem zobrazeným na obr. 5.16. V něm jsou původní induktory nahrazeny modelem DGS rezonátoru (L_p , C_p) a sériovou indukčností mikropásku (L_a).



Obr. 5.16. Náhradní schéma filtru.

Indukčnost úseku vedení o délce l se vypočítá jako

$$L = \frac{Z_0}{\omega} \sin\left(\frac{2\pi \cdot l}{\lambda_g}\right). \quad (5.32)$$

Pro $Z_0 = 50 \, \Omega$, $\omega = 2\pi f_{cf}$ a $l = a_2/2$ je $L_{a2} = 1,323 \, \text{nH}$. Je tedy potřeba najít nový rozměr rezonátoru tak, aby jeho výsledná reaktance včetně dvou indukčností L_{a2} odpovídala reaktanci induktoru L_2 . Dosazením do (5.19) je $L_2 = 11,323 \, \text{nH}$. Z rovnice (5.21), která popisuje rovnost reaktancí induktoru L a paralelního obvodu $L_p C_p$ na frekvenci ω_c , lze pak vyjádřit indukčnost L_p jako

$$L_p = \frac{1}{\frac{1}{L} + \omega_c^2 C_p}. \quad (5.33)$$

Po úpravě je respektována i přítomnost dvou sériových indukčností L_a , které je nutné od L odečíst

$$L_p = \frac{1}{\frac{1}{L - 2 \cdot L_a} + \omega_c^2 C_p}. \quad (5.34)$$

Za ω_c dosadíme mezní kmitočet filtru, $L = L_2$ a $L_a = L_{a2}$. Protože je možné předpokládat velmi malou změnu kapacity C_p , lze pro přibližný výpočet použít kapacitu C_p původního rezonátoru, tedy $C_p = C_{p2}$. Takto vypočtená indukčnost náhradního modelu nového DGS rezonátoru je $L_{p2} = 8,134 \, \text{nH}$. Nyní je nutné najít skutečnou hodnotu C_{p2} odpovídající nově vypočtené L_{p2} a také novou hodnotu a_2 . To je realizováno numerickým řešením rovnice (5.30), podobně jako v případě výpočtu w_{50}/a pro danou mezní frekvenci filtru. Výsledek (pro $L_{p2} = 8,134 \, \text{nH}$) je $C_{p2} = 0,185 \, \text{pF}$ a délka strany rezonátoru vychází $a_2 = 9,38 \, \text{mm}$.

Dále je třeba vzít v úvahu, že ve výpočtu podle (5.34) bylo uvažováno zjednodušení, že kapacita C_{p2} nového rezonátoru bude přibližně stejná jako v počátečním případě, tedy $0,195 \, \text{pF}$. Skutečná hodnota je však $C_{p2} = 0,185 \, \text{pF}$. Je tedy nutné přepočítat hodnotu L_{p2} vzhledem k nové kapacitě C_{p2} tak, aby susceptance výsledného paralelního LC obvodu byla stejná. Pokud označíme původní hodnoty jako L_1 , C_1 a nové jako L_2 , C_2 , musí platit rovnost

$$\frac{1}{\omega_c L_1} - \omega_c C_1 = \frac{1}{\omega_c L_2} - \omega_c C_2 \quad (5.35)$$

a z ní lze vyjádřit L_2

$$L_2 = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \omega_c^2(C_2 - C_1)}. \quad (5.36)$$

Potom dosazením $\omega_c = 1$ GHz, $L_1 = 8,134$ pF, $C_2 = 0,185$ pF a $C_1 = 0,195$ pF dostáváme mírně větší hodnotu indukčnosti $L_2 = 8,160$ nH. Tomu odpovídá délka $a_2 = 9,41$ mm. Při takto malé změně rozměru lze již změnu hodnoty C_p zanedbat. Výsledné parametry prvního DGS rezonátoru jsou tedy $a_2 = 9,41$ mm, $L_{p2} = 8,160$ nH, $C_{p2} = 0,185$ pF.

Při výpočtu rezonátoru odpovídajícímu induktoru L_4 je jako počáteční hodnota C_p uvažována první hodnota vypočtená pro předchozí rezonátor, tedy $C_{p4} = 0,195$ pF. Následně je dosazením $\omega_c = 1$ GHz, $L = L_4$ a $C_{p4} = 0,195$ pF do (5.33) vypočtena hodnota $L_{p4} = 11,420$ nH. Tomu odpovídá $a_4 = 12,24$ mm a $C_{p4} = 0,199$ pF. Indukčnost úseku vedení o délce $a_4/2$ je podle (5.32) $L_{a4} = 1,419$ nH. Tato indukčnost je opět započítána do série s modelem DGS rezonátoru podle vztahu (5.34) a výsledkem je $L_{p4} = 8,999$ nH, $a_4 = 10,16$ mm a $C_{p4} = 0,190$ pF. Po korekci rozdílu kapacit $0,199$ pF a $0,190$ pF podle (5.36) jsou výsledné parametry rezonátoru $a_4 = 10,19$ mm, $L_{p4} = 9,028$ nH a $C_{p4} = 0,190$ pF.

Posledním krokem je vypočtení kapacit, které jsou realizovány jako úseky vedení naprázdno. Otázkou byla vzájemná vazba mezi sousedními rezonátory v závislosti na jejich vzdálenosti. Tuto vzdálenost lze ovlivnit volbou šířky kapacitního mikropáskového vedení. V kapitole 5.4 bylo zkoumáno vzájemné ovlivňování sousedících rezonátorů v závislosti na jejich vzájemné vzdálenosti. Z výsledků lze odhadnout, že pro vzdálenosti větší než 3 mm by měla být vazba (pro $f_c = 1$ GHz) již dostatečně slabá. Proto byla zvolena charakteristická impedance kapacitních vedení $Z_{0C} = 24 \Omega$, což odpovídá šířce mikropásku 4 mm. Jednotlivé DGS rezonátory budou tedy od sebe vzdáleny minimálně o 4 mm. Vlnová délka na takovémto vedení je pro 1 GHz rovna $\lambda_{gC} = 207,4$ mm. Pro kapacitu úseku vedení naprázdno délky l_C platí

$$\omega C = \frac{1}{Z_{0C}} \tan\left(\frac{2\pi \cdot l_C}{\lambda_{gC}}\right). \quad (5.37)$$

Je však potřeba počítat také s reaktancí, kterou způsobí sousední mikropásky, které mají primární funkci indukčnosti. V případě kapacity C_1 je z jedné strany vstup filtru a z druhé strany úsek vedení s indukčností L_{a2} (délka 5,7 mm). U kapacity C_3 jsou to vedení L_{a2} (délka 5,7 mm) a L_{a4} (délka 6,12 mm). Pro výslednou kapacitu úseku vedení naprázdno o délce l_C se dvěma sousedícími vedeními o délkách l_1 a l_2 podle [3] platí

$$\omega C = \frac{1}{Z_{0C}} \tan\left(\frac{2\pi \cdot l_C}{\lambda_{gC}}\right) + \frac{1}{Z_{0L1}} \tan\left(\frac{\pi \cdot l_{L1}}{\lambda_{gL1}}\right) + \frac{1}{Z_{0L2}} \tan\left(\frac{\pi \cdot l_{L2}}{\lambda_{gL2}}\right). \quad (5.38)$$

Z toho lze pro $Z_{0L1} = Z_{0L2} = Z_{0L}$ vyjádřit délku kapacitního úseku vedení naprázdno

$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \tan^{-1}\left(Z_{0C}\omega C - \frac{Z_{0C}}{Z_{0L}} \left(\tan\left(\frac{\pi \cdot l_{L1}}{\lambda_{gL}}\right) + \tan\left(\frac{\pi \cdot l_{L2}}{\lambda_{gL}}\right)\right)\right). \quad (5.39)$$

Také je nutné zohlednit efekt vznikající na konci vedení naprázdno, kde dochází k rozptylu elektromagnetického pole. Proto se vypočtená délka l_C zkracuje o délku Δl , která se vypočítá ze vztahu [3]

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4}, \quad (5.40)$$

kde

$$\begin{aligned} \xi_1 &= 0.434907 \frac{\varepsilon_{re}^{0,81} + 0,26 \left(\frac{W}{h} \right)^{0,8544} + 0,236}{\varepsilon_{re}^{0,81} - 0,189 \left(\frac{W}{h} \right)^{0,8544} + 0,87}, \\ \xi_2 &= 1 + \frac{\left(\frac{W}{h} \right)^{0,371}}{2,35 \varepsilon_r + 1}, \\ \xi_3 &= 1 + \frac{0,5274 \cdot \tan \left[0,084 \left(\frac{W}{h} \right)^{1,9413 / \xi_2} \right]}{\varepsilon_{re}^{0,9236}}, \\ \xi_4 &= 1 + 0,037 \cdot \tan^{-1} \left(0,067 \left(\frac{W}{h} \right)^{1,456} \right) \cdot (6 - 5 \exp(0,036(1 - \varepsilon_r))), \\ \xi_5 &= 1 - 0,218 \exp \left(-7,5 \frac{W}{h} \right). \end{aligned} \quad (5.41)$$

W je šířka mikropásku, h výška substrátu, ε_r relativní permitivita dielektrika a ε_{re} efektivní relativní permitivita.

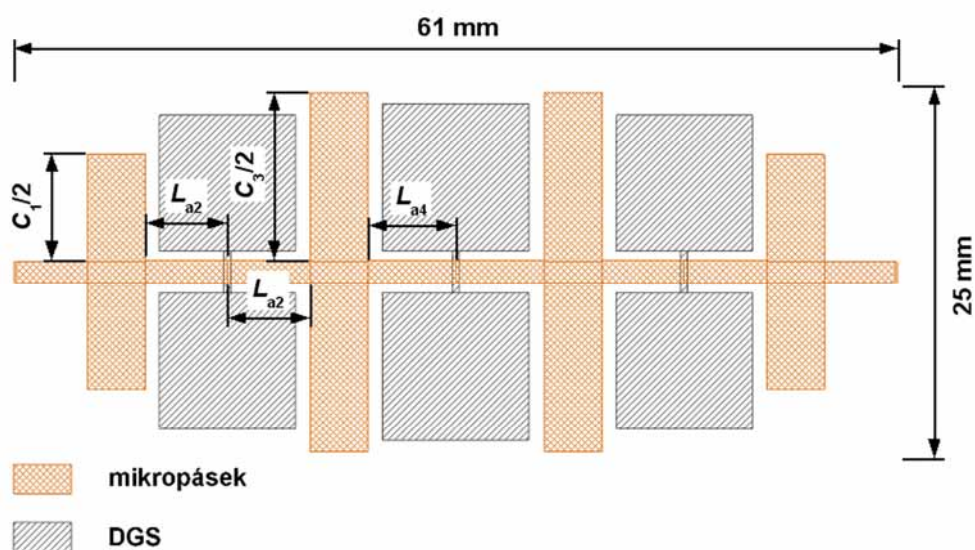
Z důvodu co nejmenších výsledných rozměrů filtru jsou kapacity realizovány dvěma symetrickými úseky vedení naprázdno. Podle (5.39) a (5.40) je délka vedení o kapacitě $C/2$ vypočtená jako

$$l_{C/2} = l_C / 2 - \Delta l. \quad (5.42)$$

Konkrétní délky $l_{C1}/2$ a $l_{C2}/2$ jsou tedy 7,39 mm a 11,70 mm. Parametry náhradního obvodu filtru a jeho fyzické rozměry jsou uvedeny v tab. 5.7, celá mikropásková struktura filtru je pak na obr. 5.17.

Tab. 5.7. Parametry filtru.

i	g_i	obv. prvek	hodnota	jednotka	rozměr (mm)
0	1	Z_0	50	Ω	-
1	1,1812	C_1	3,760	pF	2 x 7,39
2	1,4228	L_{a2}	1,323	nH	5,7
		L_{p2}	8,160	nH	$a_2 = 9,41$
		C_{p2}	0,185	pF	
3	2,0967	C_3	6,674	pF	2 x 11,70
4	1,5734	L_{a4}	1,419	nH	6,12
		L_{p4}	9,028	nH	$a_4 = 10,19$
		C_{p4}	0,19	pF	

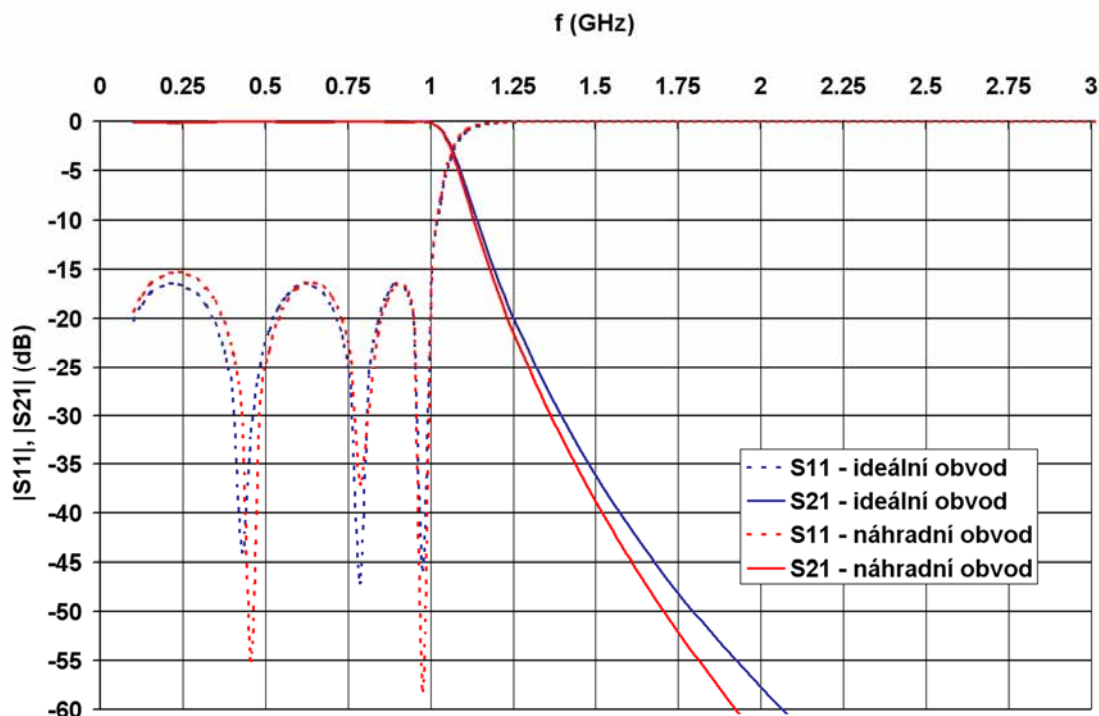

Obr. 5.17. Struktura filtru pro $f_c = 1\text{ GHz}$.

Na obr. 5.18 jsou znázorněny s -parametry ideálního filtru podle Čebyševovy aproximace ve srovnání se simulací náhradního obvodu filtru podle obr. 5.16 (s parametry obvodových prvků podle tab. 5.7).

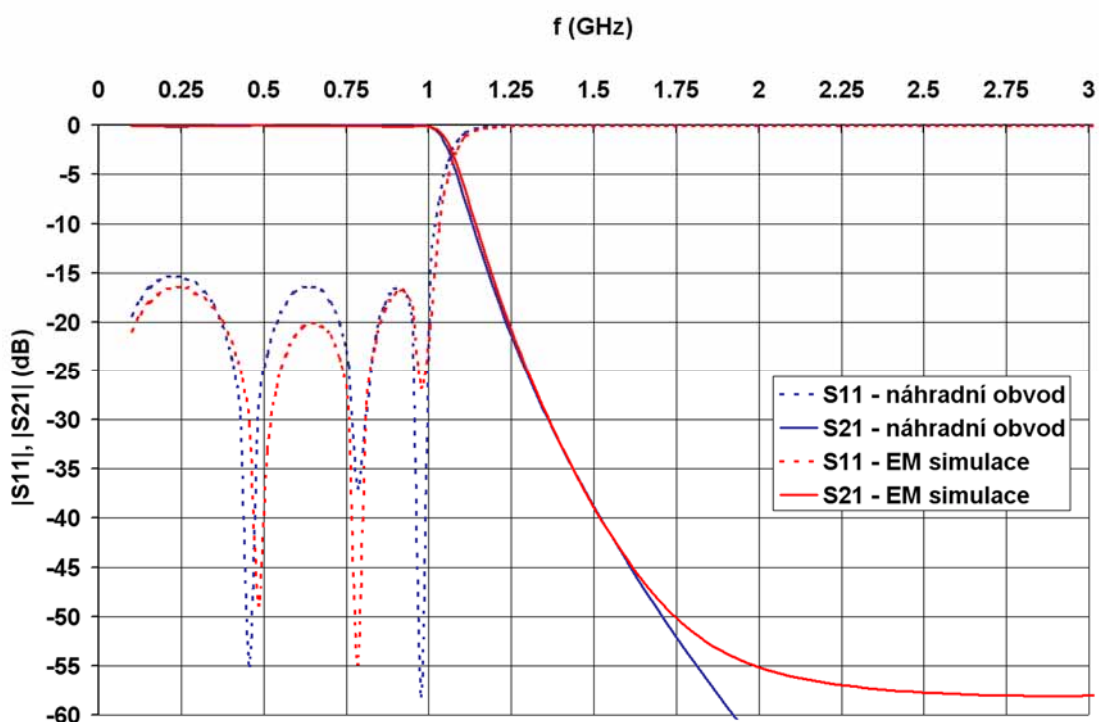
V průběhu EM simulací navrženého filtru bylo zjištěno, že je i přes odsazení DGS čtverců o $1/2$ šířky 50-ohmového mikropásku patrné zvýšení indukčnosti mikropásku oproti výpočtu. Proto byla experimentálně zvětšena šířka mikropásků představujících indukčnosti L_{a2} a L_{a4} z 1,47 mm na 1,60 mm (charakteristická impedance vedení $Z_0 = 47,2\ \Omega$). Tím se vykompenzovalo zvýšení indukčnosti vlivem blízké DGS struktury a průběhy s_{11} více odpovídají obvodovému modelu.

Obrázek 5.19 ukazuje s -parametry získané simulací obvodového náhradního modelu a EM simulací navržené mikropáskové struktury, na obr. 5.20 jsou porovnány výsledky EM simulace s naměřenými hodnotami realizovaného vzorku. Jak je vidět, mezní frekvence realizovaného filtru je asi o 3 procenta nižší než hodnota vypočtená EM simulací a jsou rovněž vidět drobné odchylky mezi simulovanými a změřenými hodnotami s_{11} . To může být způsobeno nedokonalostí výrobní technologie. Závislost indukčnosti L_p na rozměrech rezonátoru ukazuje, že při použitých vysokých hodnotách L_p způsobí malá změna délky strany a velkou změnu indukčnosti L_p . Tedy posun k nižším frekvencím může být způsoben nedodržením přesného rozměru rezonátoru.

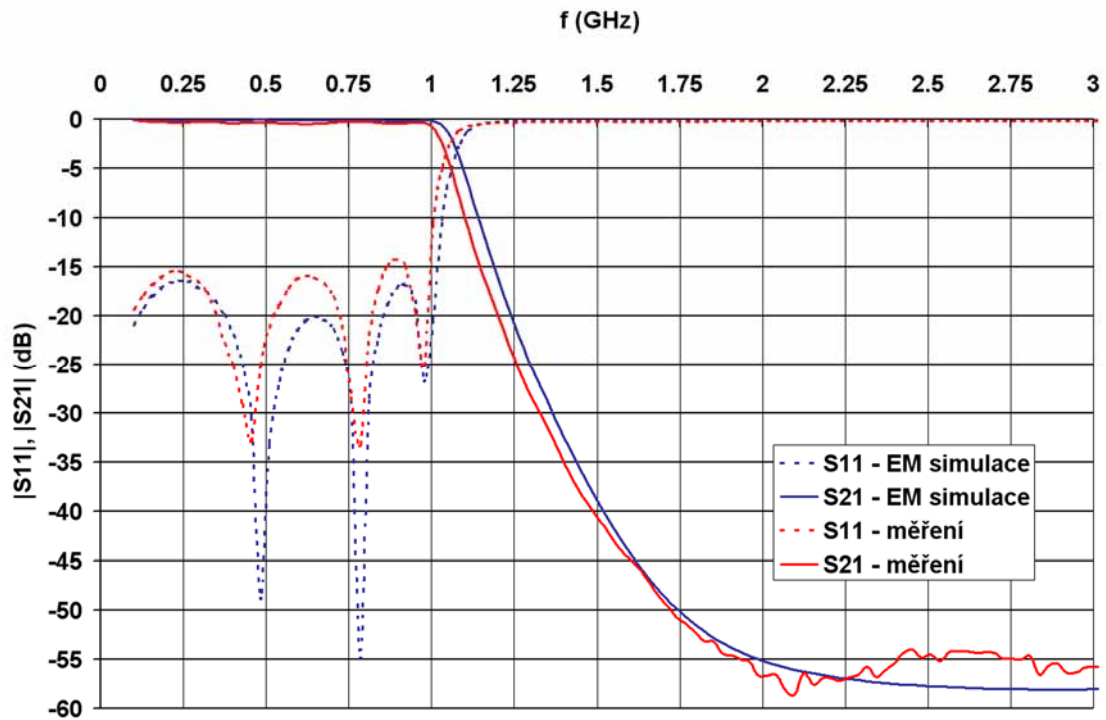
Jinak je shoda simulovaných a změřených průběhů velmi dobrá. Na obr. 5.21 jsou znázorněny změřené s -parametry filtru v rozsahu od 0,1 GHz do 15 GHz. Jak je vidět, bylo dosaženo útlumu lepšího než 50 dB do pětinasobku a 40 dB do sedminásobku mezní frekvence filtru. Na obr. 5.22 je pak fotografie realizovaného filtru, a to jak ze spodní tak i z horní strany mikrovlnného substrátu.



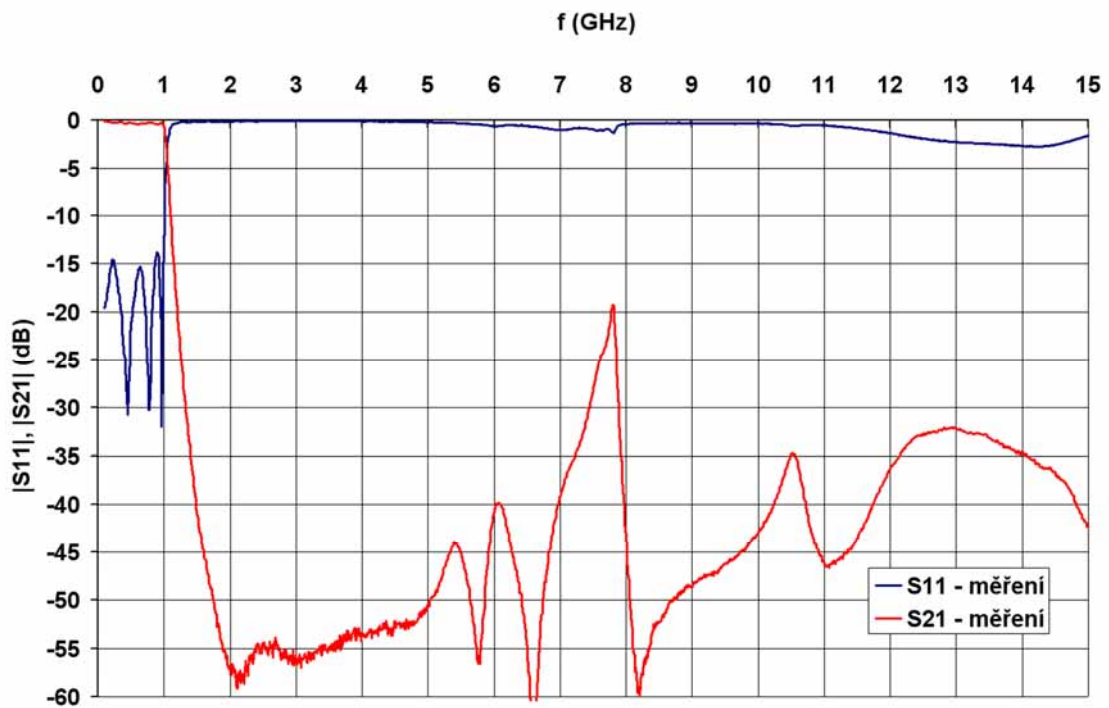
Obr. 5.18. Simulované s -parametry ideální dolní propusti a náhradního obvodu s modely DGS rezonátorů.



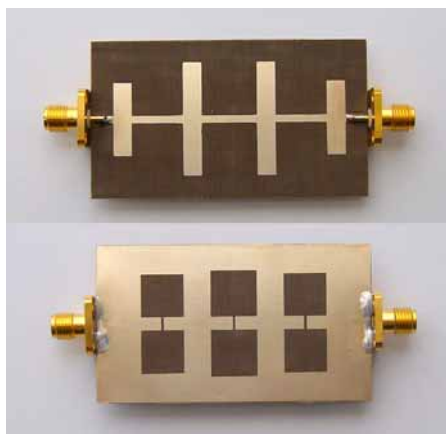
Obr. 5.19. Porovnání s -parametrů náhradního obvodu filtru a EM simulace navržené struktury.



Obr. 5.20. Simulované a změřené s -parametry filtru.



Obr. 5.21. Změřené s -parametry filtru v rozsahu 0.1 GHz až 15 GHz.



Obr. 5.22. Fotografie realizovaného filtru z horní i spodní strany.

5.4.2 Dolní propust pro $f_c = 3$ GHz

Vstupní požadavky pro návrh filtru jsou:

- 1) max. zvlnění přenosu v propustném pásmu $L_{Ar} = 0,1$ dB
- 2) mezní kmitočet (pro $L_{Ar} = 0,1$ dB) $f_{cf} = 3$ GHz
- 3) řád filtru $n = 7$

Šířka mikropáskového vedení o charakteristické impedanci 50Ω je $1,47$ mm, délka vlny je na tomto vedení pro $f = 3$ GHz $\lambda_g = 71,5$ mm. Náhradní schéma filtru bude stejné jako na obr. 5.16, mikropásková struktura filtru nakreslena na obr. 5.23. V tab. 5.8 jsou uvedeny vypočtené hodnoty ideálních součástek pro daný filtr.

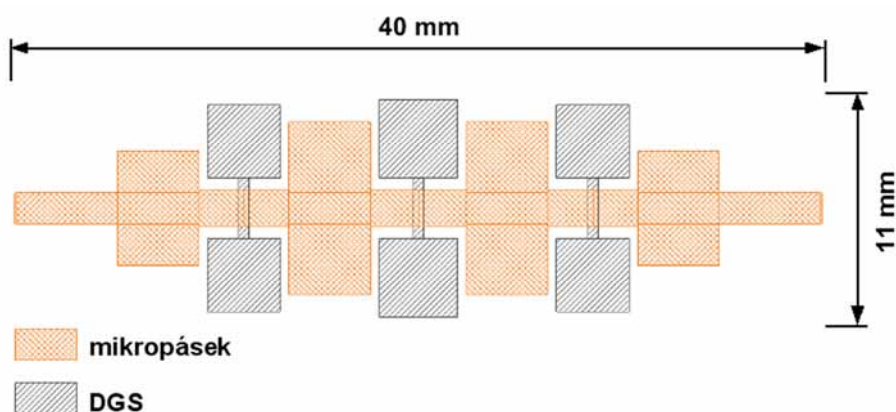
Tab. 5.8. Vypočítané parametry filtru.

i	g_i	obv. prvek	hodnota	jednotka
0	1	Z_0	50	Ω
1	1,1812	C_1	1,125	pF
2	1,4228	L_2	3,774	nH
3	2,0967	C_3	2,223	pF
4	1,5734	L_4	4,174	nH
5	2,0967	C_5	C_3	pF
6	1,4228	L_6	L_2	nH
7	1,1812	C_7	C_1	pF
8	1	Z_8	Z_0	Ω

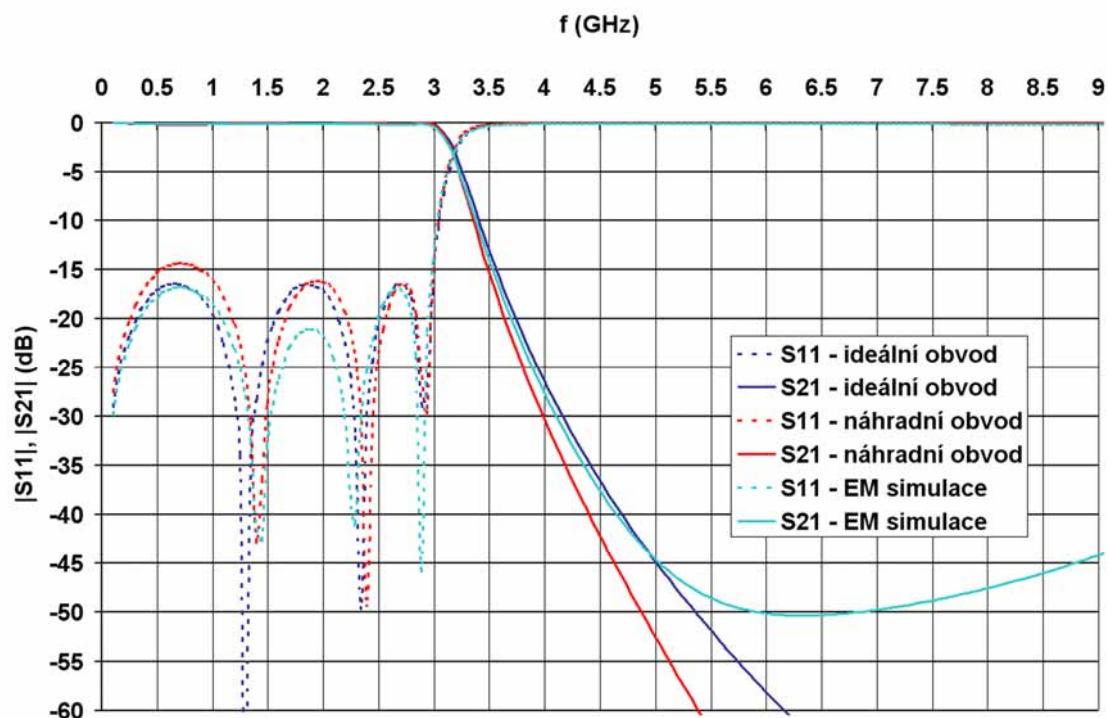
Tab. 5.9 pak shrnuje hodnoty součástek náhradního modelu filtru a rozměry jejich mikropáskových ekvivalentů, vypočtené podle postupu popsání v předchozí kapitole. Kapacitní úseky vedení jsou opět realizovány vedením o charakteristické impedanci 24Ω .

Tab. 5.9. Parametry filtru.

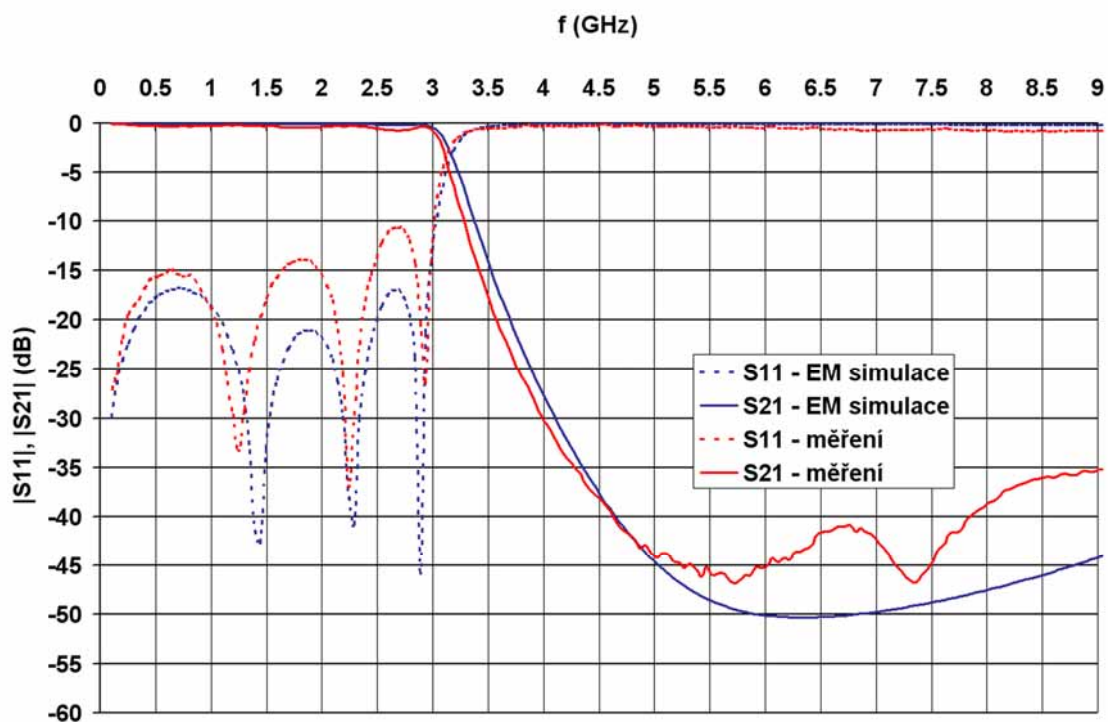
i	g_i	obv. prvek	hodnota	jednotka	rozměr (mm)
0	1	Z_0	50	Ω	-
1	1,1812	C_1	1,125	pF	2 x 2,03
2	1,4228	L_{a2}	0,512	nH	$a_2 = 3,56$
		L_{p2}	2,432	nH	
		C_{p2}	0,137	pF	
3	2,0967	C_3	2,223	pF	2 x 3,45
4	1,5734	L_{a4}	0,547	nH	$a_4 = 3,84$
		L_{p4}	2,682	nH	
		C_{p4}	0,140	pF	


Obr. 5.23. Struktura filtru pro $f_c = 3\text{GHz}$.

Kvůli vykompenzování vyšší indukčnosti mikropáskového vedení poblíž DGS bylo vedení L_{a2} a L_{a4} rozšířeno na 1,75 mm (snížení Z_0 o 5,5 Ω na výsledných 44,5 Ω). Obrázek 5.24 shrnuje simulované s -parametry ideálního filtru, náhradního obvodového modelu a EM simulaci navrženého mikropáskového filtru. Jak je vidět, všechny tři simulované průběhy vykazují velmi dobrou shodu.

Obr. 5.24. Simulované s -parametry filtru.

Navržený filtr byl rovněž vyroben. Na obr. 5.25 jsou pak porovnány výsledky EM simulace a změřené hodnoty realizovaného vzorku. Zde jsou vidět odchylky změřených parametrů od EM simulace. Vzhledem k tomu, že rozměry DGS rezonátorů a mikropásků jsou u tohoto filtru již relativně malé, lze vysvětlit odchylky změřených a simulovaných s -parametrů nepřesností výroby a vlivem připojení konektorů.



Obr. 5.25. Porovnání výsledků měření a EM simulace.

5.4.3 Dolní propust pro $f_c = 5$ GHz

Vstupní požadavky pro návrh filtru jsou:

- 1) max. zvlnění přenosu v propustném pásmu $L_{Ar} = 0,1$ dB
- 2) mezní kmitočet (pro $L_{Ar} = 0,1$ dB) $f_{cf} = 5$ GHz
- 3) řád filtru $n = 7$

Šířka mikropáskového vedení o charakteristické impedanci 50Ω je $1,47$ mm, délka vlny je pro $f = 5$ GHz $\lambda_g = 42,8$ mm. Schéma filtru je opět jako na obr. 5.16, struktura filtru je zobrazena na obr. 5.26. V tab. 5.10 jsou uvedeny vypočtené hodnoty ideálních součástek pro daný filtr. Pomocí výše popsaného postupu jsou opět vypočteny hodnoty součástek náhradního modelu a rozměry mikropásků (viz. tab. 5.11). Kapacitní úseky vedení jsou realizovány vedením o charakteristické impedanci 30Ω . Tomu odpovídá šířka mikropásku 3 mm.

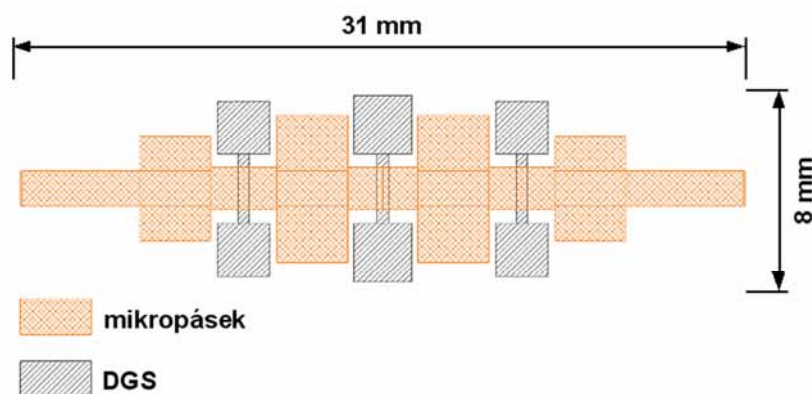
Tab. 5.10. Vypočítané parametry filtru.

i	g_i	obv. prvek	hodnota	jednotka
0	1	Z_0	50	Ω
1	1,1812	C_1	0,752	pF
2	1,4228	L_2	2,264	nH
3	2,0967	C_3	1,335	pF
4	1,5734	L_4	2,504	nH
5	2,0967	C_5	C_3	pF
6	1,4228	L_6	L_2	nH
7	1,1812	C_7	C_1	pF
8	1	Z_8	Z_0	Ω

Tab. 5.11. Parametry filtru.

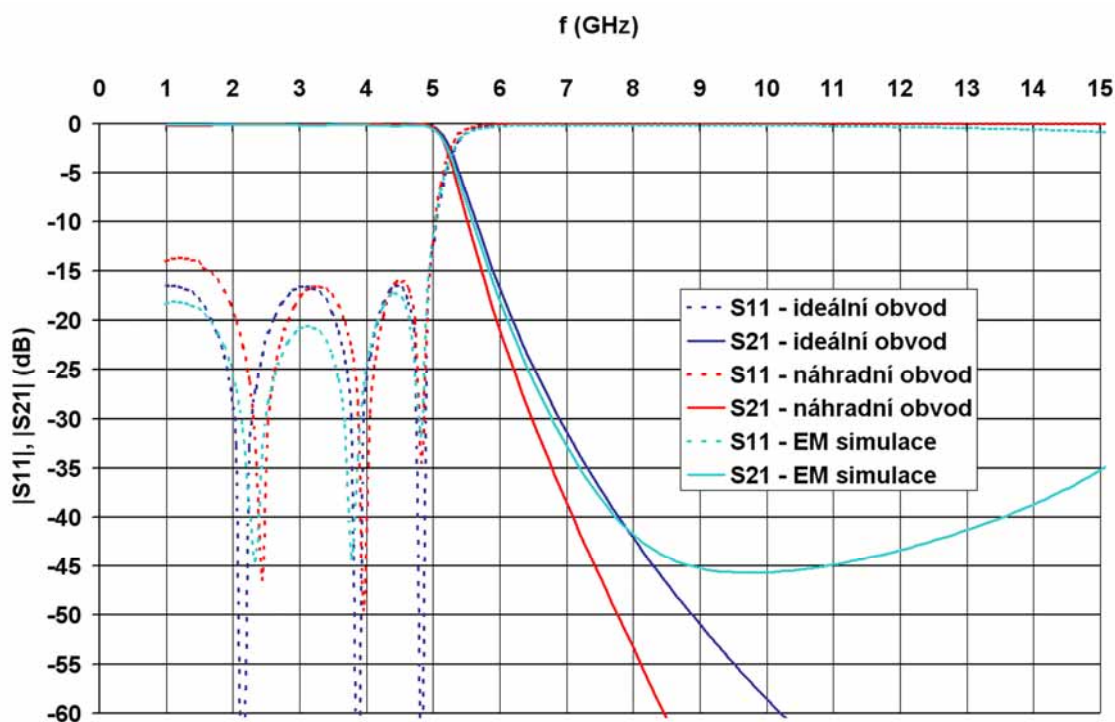
i	g_i	obv. prvek	hodnota	jednotka	rozměr (mm)
0	1	Z_0	50	Ω	-
1	1,1812	C_1	0,752	pF	$2 \times 1,12$
2	1,4228	L_{a2}	0,382	nH	$a_2 = 2,24$
		L_{p2}	1,328	nH	
		C_{p2}	0,138	pF	
3	2,0967	C_3	1,335	pF	$2 \times 1,98$
4	1,5734	L_{a4}	0,347	nH	$a_4 = 2,46$
		L_{p4}	1,466	nH	
		C_{p4}	0,136	pF	

Jak je vidět z rozměrů uvedených v tab. 5.11, je mezní kmitočet filtru 5 GHz pro daný substrát přibližně maximální hodnotou. Rozměry DGS rezonátorů jsou zde ve srovnání s 50Ω mikropáskem malé a jejich další zmenšování by bylo problematické. Na obr. 5.26 je poměr rozměrů DGS a mikropásků dobře patrný (obrázek je v měřítku).

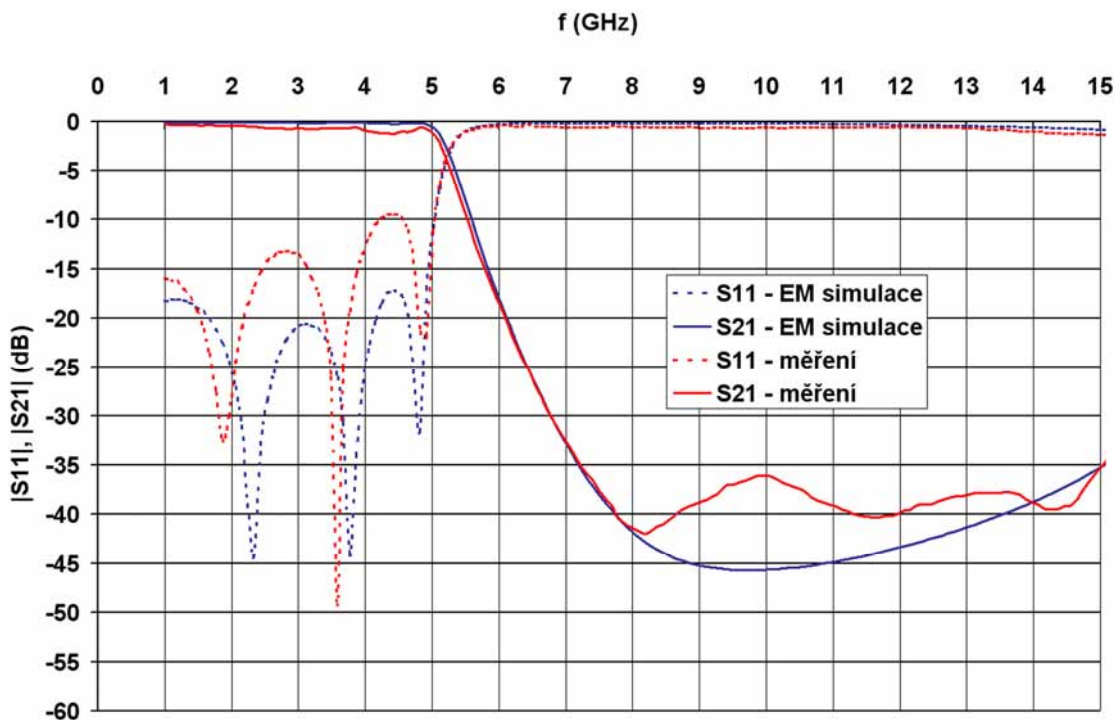


Obr. 5.26. Struktura filtru pro $f_c = 5\text{GHz}$.

Jako v předchozích dvou případech bylo vedení L_{a2} a L_{a4} rozšířeno z původních 1,47 mm na experimentálně nalezenou hodnotu 1,8 mm ($Z_0 = 43,6\ \Omega$). Filtr byl opět pro ověření simulací realizován. Na obr. 5.27 a 5.28 jsou pak znázorněny simulované a změřené s -parametry filtru. Simulované s -parametry opět vykazují dobrou shodu a u měření je patrná odchylka od simulací zejména u s_{11} (možná příčina byla diskutována v předchozí kapitole).



Obr. 5.27. Simulované s -parametry filtru.



Obr. 5.28. Porovnání výsledků měření a EM simulace.

5.5 Ověření metody pro jiný druh substrátu

Dosud byl pro ověření funkčnosti návrhové metody používán mikrovlnný substrát DiClad 870. Tato kapitola se zabývá použitím uvedené metody pro jiný druh substrátu. Postup byl ověřen na konkrétním návrhu dolní propusti pro odfiltrování pásma používaného sítí GSM. Požadavek byl na odfiltrování signálů na kmitočtech vyšších než 860 MHz, zejména co nejvíce potlačit pásmo 930 MHz až 1 GHz (útlum alespoň 60 dB), používané pro downlink základnových stanic systému GSM. Dále bylo požadováno dobré potlačení druhého GSM pásma (1,7 GHz až 2 GHz) a také pásma ISM 2,4 GHz. Mezní kmitočet dolní propusti byl stanoven na 800 MHz.

Použití mikropáskové dolní propusti s takto nízkým mezním kmitočtem není typické kvůli velkým výsledným rozměrům celé struktury. Využití DGS však umožňuje rozměry filtru výrazně zredukovat. Kromě jednoduché mechanické konstrukce a nízkých nákladů na výrobu lze od mikropáskového filtru s DGS očekávat lepší vlastnosti v pásmu nepropustnosti než u dolní propusti z klasických součástek. Díky nepřítomnosti sériových rezonancí kondenzátorů a mezizávitových kapacit u cívek je očekávána větší šířka nepropustného pásma.

Substrát byl zvolen FR4 o tloušťce $h = 0,762$ mm, relativní permitivita byla uvažována $\varepsilon_r = 4,4$. Relativně velký útlum způsobený ztrátami v dielektriku FR4 na 2,4 GHz nebyl v dané aplikaci na závalu. Šířka mikropásku o charakteristické impedanci 50Ω je na tomto substrátu $w_{50} = 1,45$ mm. s -parametry rezonátoru byly simulovány v rozsahu w_{50}/a od 0,1 do 0,3 ve čtyřech bodech a ze simulací byly získány aproximační vztahy

$$p_c = \left(10,974 \cdot \frac{w_{50}}{a} - 0,1198 \right) \cdot 2\pi \cdot 10^9 \text{ [rad/s]} \quad (5.43)$$

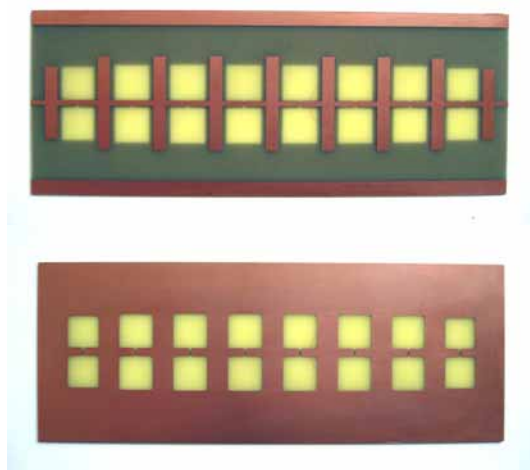
a

$$p_0 = \left(-14,881 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a} \right)^2 + 22,685 \cdot \left(\frac{w_{50}}{a} \right) + 0,362 \right) \cdot 2\pi \cdot 10^9 \text{ [rad/s]}. \quad (5.44)$$

Rozměry $l = 2,9$ mm a $g = 0,5$ mm byly konstantní. Pro dosažení potřebné strmosti byl zvolen řád filtru $n = 17$ a maximální zvlnění přenosu v propustném pásmu $L_{Ar} = 0,5$ dB (maximální hodnota odrazu $L_r = -10$ dB). Protože pro rozměry vypočtené pro mezní kmitočty 800 MHz vyšel podle simulace mezní kmitočty filtru o 4 procenta vyšší, byl pro výpočet konečných rozměrů mezní kmitočty mírně posunut k nižším hodnotám na 760 MHz. Vypočítané rozměry poloviny filtru jsou uvedeny v tabulce 5.12, filtr je symetrický podle C_9 .

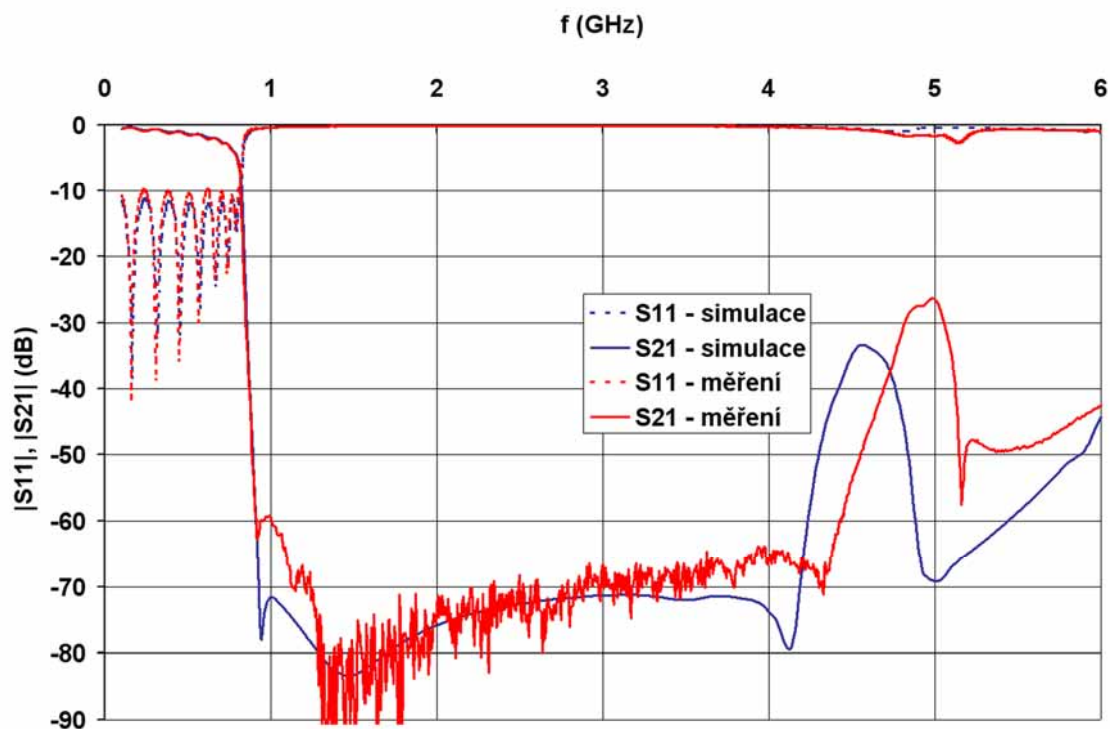
Tab. 5.12. Vypočítané rozměry filtru (rozměry v milimetrech).

l_{C1}	10,94	l_{C3}	14,23	l_{C5}	14,45	l_{C7}	14,50	l_{C9}	14,51
l_{a2}	6,63	l_{a4}	7,02	l_{a6}	7,08	l_{a8}	7,09		
a_2	10,19	a_4	10,89	a_6	11,01	a_8	11,04		

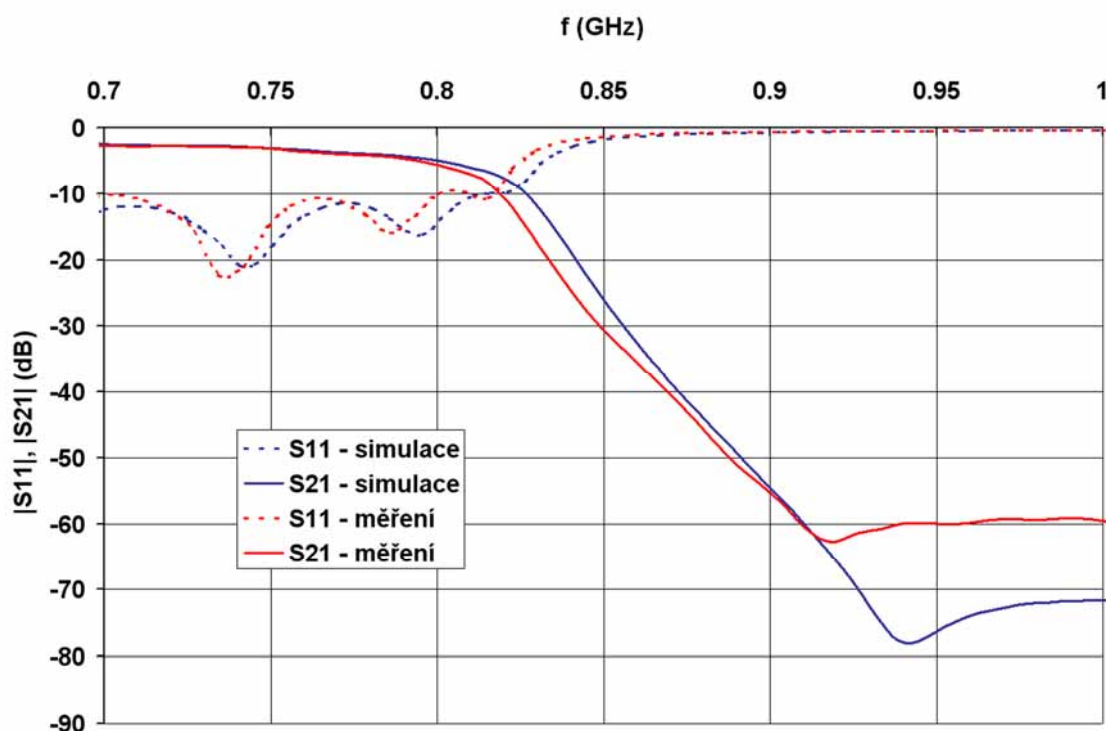

Obr. 5.29. Fotografie realizované dolní propusti – horní a spodní strana desky.

Na obr. 5.29 je fotografie vyrobené desky filtru. Obrázky 5.30 a 5.31 ukazují simulované a změřené hodnoty přenosu a odrazu. Jak je vidět, shoda simulací a měření je velmi dobrá. K větším odchylkám dochází bohužel právě v pásmu od cca 920 MHz do 1,3 GHz, kde bylo požadováno co největší potlačení rušivých signálů, a v okolí kmitočtu 5 GHz. Přesto jsou dosažené parametry vyhovující dané aplikaci. Z obrázků je patrný zvyšující se útlum v propustném pásmu směrem k meznímu kmitočtu, kde dosahuje přibližně 6 dB. To je způsobeno relativně velkými ztrátami v dielektriku materiálu FR4 ($\tan\delta = 0,02$).

Jak je patrné z obr. 5.30, první GSM pásmo bylo potlačeno o 60 dB, u druhého GSM pásma činí útlum přibližně 75 dB. Pásmo ISM 2,4 GHz je rovněž potlačeno o více než 70 dB. Zároveň bylo dosaženo potlačení pásma ISM 5 GHz (5,1 – 5,8 GHz) nejméně o 40 dB. Filtr má až do 5,3 násobku mezní frekvence útlum lepší než 60 dB.



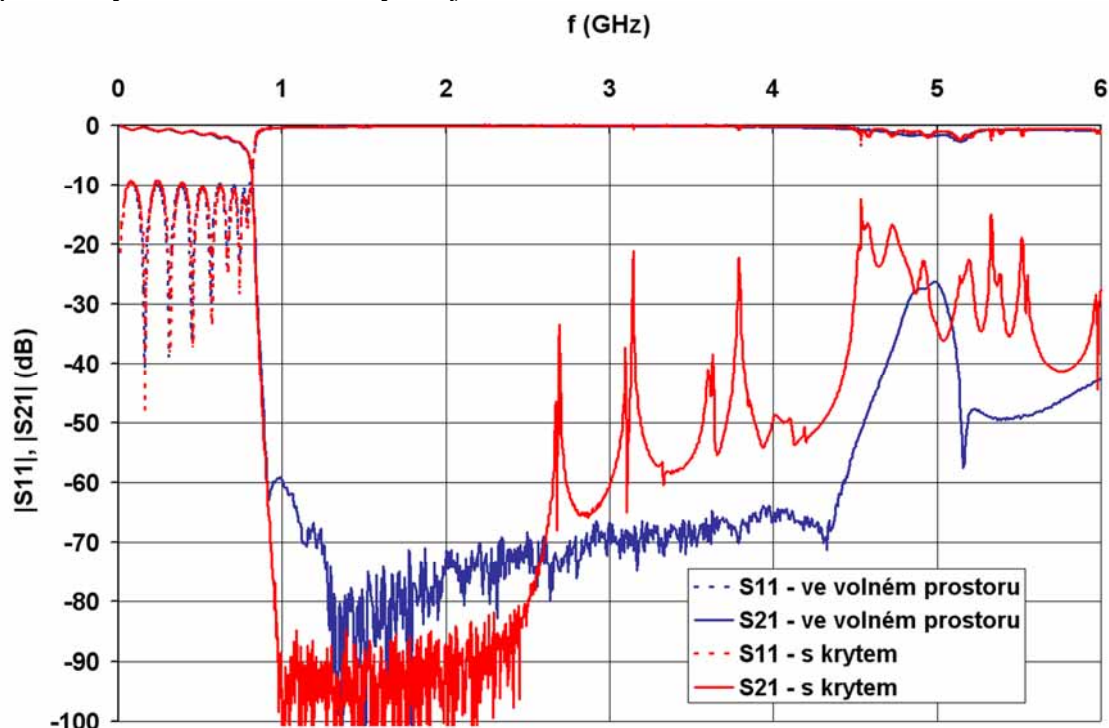
Obr. 5.30. Simulované a změřené s -parametry filtru od 0,1 GHz do 6 GHz.



Obr. 5.31. Simulované a změřené s -parametry filtru – okolí mezního kmitočtu.

Pro praktickou aplikaci filtru bylo nutné uzavřít mikropáskovou strukturu do stínící krabíčky. S tím při návrhu nebylo primárně počítáno, proto byly výšky stínících krytů zvoleny relativně velké, aby došlo pokud možno k minimálnímu ovlivnění parametrů filtru. Konkrétně byla zvolena výška stínění nad mikropásky a nad zemní

rovinou 30 mm. Výsledné rozměry filtru pak byly 160 x 60 x 60 mm. Změřené parametry filtru se stínícím krytem jsou na obr. 5.32.



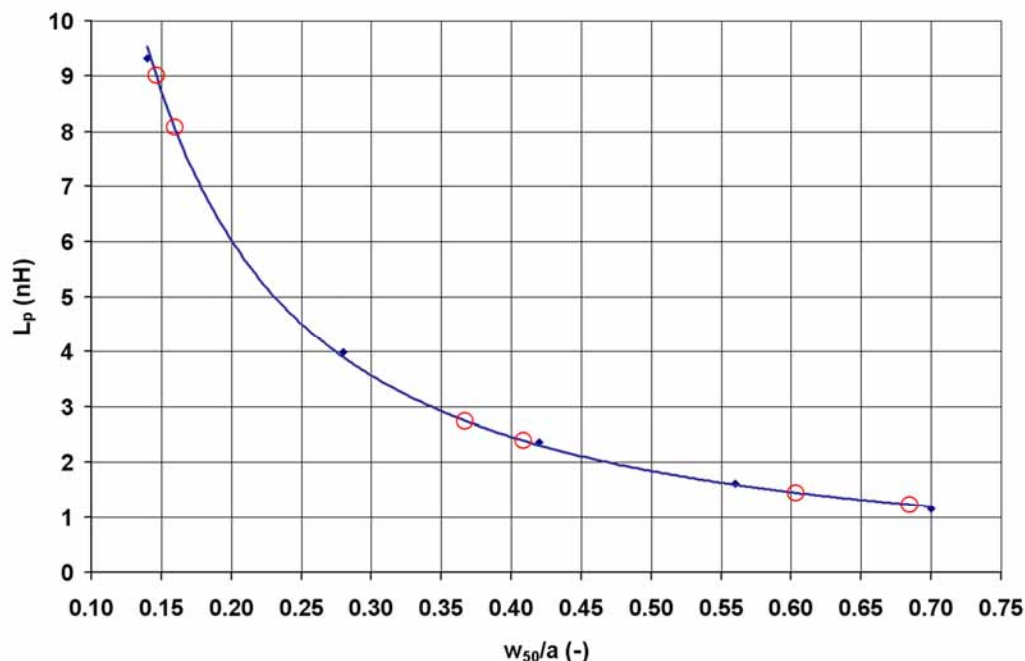
Obr. 5.32. Srovnání změřených s-parametrů filtru ve volném prostoru a se stínícím krytem.

Jak je vidět z obr. 5.32, výška stínícího krytu byla zvolena dostatečná a nedošlo ke zkreslení charakteristiky filtru v propustném pásmu. Na frekvencích od 2,7 GHz výše jsou patrné rezonance, způsobené uzavřením celé struktury do plechové krabice. Jsou však mimo oblast, na kterou jsou kladeny nároky na co nejvyšší útlum. V pásmu 910 MHz až 2,6 GHz došlo k výraznému zlepšení útlumu. Na frekvencích 930 MHz až 2,6 GHz byl změřen útlum větší než 70 dB. Mezi 1 GHz a 2 GHz se útlum pohyboval na hodnotách blízkých se 100 dB, což už bylo na hranici citlivosti měření.

Jak je zřejmé ze změřených výsledků, byl úspěšně navrhnut mikropáskový filtr typu dolní propust s nízkým mezním kmitočtem 820 MHz. Konstrukce filtru je mechanicky nenáročná, na běžném materiálu, zcela bez použití diskrétních součástek. Bylo dosaženo vysoké strmosti (60 dB / 100 MHz) přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem, odpovídající filtru 17. řádu. Další výhodou uvedené konstrukce je extrémně velký útlum v nepropustném pásmu, dosahující na sledovaných frekvencích hodnoty lepší než 70 dB. Rovněž bylo dosaženo relativně malých výsledných rozměrů, vzhledem k vlnové délce na mezní frekvenci filtru (rozměr desky filtru je 160 x 60 mm).

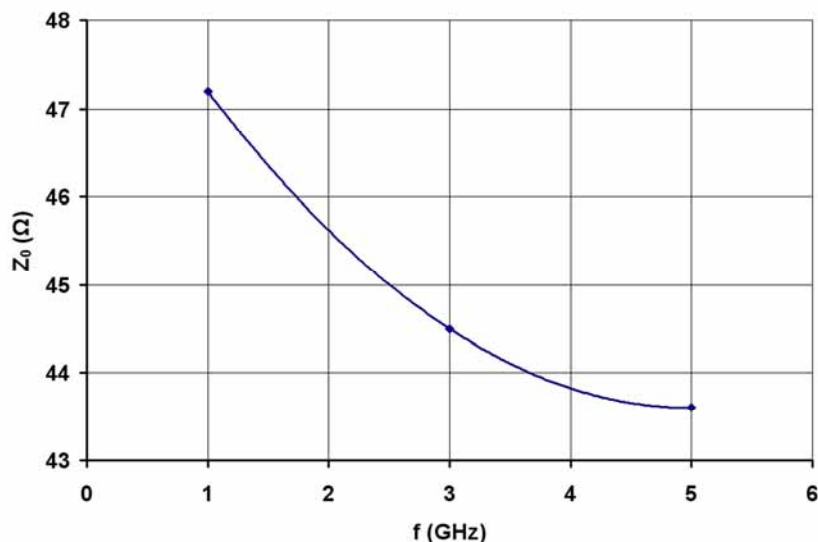
5.6 Zhodnocení výsledků

Jako ověření uvedené metody návrhu filtru byly na substrátu Arlon DiClad 870 realizovány 3 filtry stejných parametrů se čtvercovými DGS rezonátory, napájenými 50 Ω vedením. Dolní propusti byly navrženy pro tři různé mezní frekvence (1, 3 a 5 GHz) tak, aby byl použit široký rozsah hodnot indukčností L_p , jak je vyznačeno na obr. 5.33.



Obr. 5.33. Závislost L_p na w_{50}/a s vyznačenými body pro použité L_p .

Šířky mikropásků indukčnosti L_a musely být experimentálně mírně zvětšeny (snížení Z_0), aby byl vykompenzován efekt zvýšení indukčnosti mikropásku vedoucího blízko odstraněné zemní plochy. Na obr. 5.34 je nakreslena tato experimentálně získaná závislost charakteristické impedance Z_0 vedení realizujícího indukčnosti L_a na frekvenci. Jak je vidět, došlo v rozsahu frekvencí 1 GHz až 5 GHz ke snížení Z_0 z původních 50 Ω o 2,8 Ω až 6,4 Ω .



Obr. 5.34. Charakteristická impedance vedení Z_0 po korekci pro indukčnost L_a v závislosti na mezní frekvenci filtru.

Vzhledem k tomu, že simulované a reálné parametry realizovaných filtrů vykazují dobrou shodu a odchylky měření a EM simulace lze přičíst nedokonalosti výroby, je uvedená metoda výpočtu náhradních parametrů DGS rezonátoru i metoda návrhu filtrů dobře funkční. Shoda simulací s měřením realizovaného vzorku je nejlépe patrná u

dolní propusti s $f_c = 1$ GHz, kde jsou rozměry dostatečně velké, takže se nepřesnost výroby projeví v menší míře než u filtrů pro vyšší mezní kmitočty [22].

Lze konstatovat, že došlo k výrazné redukci rozměrů filtru oproti klasickému způsobu návrhu. Tab. 5.13 ukazuje zkrácení mikropásků realizujících indukčnosti vlivem použití DGS. Mikropásek o šířce odpovídající charakteristické impedanci 50Ω ($w = 1,47$ mm) s DGS je o 50 až 36 procent kratší než klasické vysokoimpedanční vedení ($w = 0,2$ mm, $Z_0 = 126 \Omega$), při stejné výsledné indukčnosti. Jak je vidět, využití DGS je výhodné zejména při realizaci vyšších hodnot indukčnosti. Tímto způsobem je možné navrhovat mikropáskové dolní propusti s mezními kmitočty menšími než bylo dosud obvyklé a to při příznivých výsledných rozměrech filtru.

Tab. 5.13. Porovnání délky mikropásků indukčností realizovaných bez a s použitím DGS.

	$f = 1$ GHz		$f = 3$ GHz		$f = 5$ GHz	
L (nH)	12,52	11,32	4,20	3,79	2,53	2,29
l (mm) (mikropásek $w = 0,2$ mm, tj. $Z_0 = 126 \Omega$)	24,33	21,64	8,16	7,24	4,92	4,38
l (mm) (mikropásek $w = 1,47$ mm, tj. $Z_0 = 50 \Omega$ s DGS)	12,24	11,40	4,70	4,40	2,96	2,80
zkrácení vlivem DGS (%)	49,7	47,3	42,4	39,2	39,8	36,1

Výhodou této metody je, že je možné ji jednoduše aplikovat na mikrovlnný substrát s libovolnými parametry. Je pouze nutné pomocí EM simulace v několika bodech (pro různé rozměry DGS) vypočítat mezní a rezonanční kmitočet DGS rezonátoru a následně stanovit koeficienty aproximačních polynomů. Celý postup výpočtu je potom možné provádět pomocí jednoduchého programu např. v Matlabu. Použitelnost návrhové metody byla ověřena na praktickém návrhu dolní propusti na substrátu FR4.

6 Pásmové propusti s vázanými rezonátory

V této kapitole budou nejprve stručně uvedeny některé základní teoretické předpoklady pro návrh pásmových propustí s vázanými rezonátory. Dále bude popsán DGS rezonátor vhodný pro aplikaci v pásmových propustech tohoto typu a budou detailně rozebrány jeho vlastnosti a rozdíly proti mikropáskovému rezonátoru. Navazující kapitola se pak bude s využitím těchto poznatků věnovat návrhu konkrétních filtrů.

6.1 Vázané rezonátory

Při návrhu pásmových propustí sestavených z vázaných rezonátorů je nutné navrhnout fyzickou strukturu rezonátorů tak, aby bylo dosaženo požadovaných koeficientů vazby mezi jednotlivými rezonátory, jak bylo stanoveno při návrhu požadované frekvenční charakteristiky. Obecně je koeficient (činitel) vazby k definován jako poměr energie elektromagnetického pole vazby a energie akumulované v rezonátorech [3]

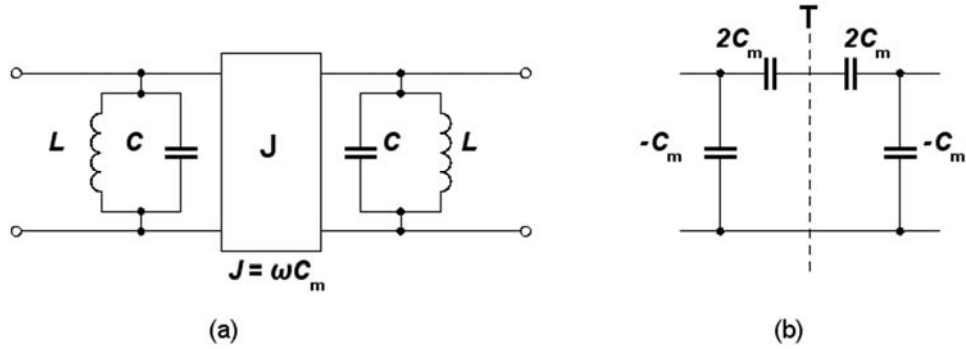
$$k = \frac{\iiint \varepsilon \overline{E_1} \cdot \overline{E_2} dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\overline{E_1}|^2 dv \times \iiint \varepsilon |\overline{E_2}|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \overline{H_1} \cdot \overline{H_2} dv}{\sqrt{\iiint \mu |\overline{H_1}|^2 dv \times \iiint \mu |\overline{H_2}|^2 dv}}. \quad (6.1)$$

První zlomek výrazu představuje vazbu elektrickým a druhý vazbu magnetickým polem. Elektrické i magnetické pole jsou integrovány přes objem materiálu, ve kterém jsou rozloženy a jehož vlastnosti jsou charakterizovány permitivitou ε a permeabilitou μ . Koeficient vazby může být kladný i záporný a je tím rozlišeno, zda se vlivem vazby energie akumulovaná v rezonátoru zvětšuje nebo zmenšuje. Rezonátory mohou obecně mít různé rezonanční frekvence, v tom případě se jedná o tzv. asynchronně laděné rezonátory.

V další části bude popsán případ tzv. synchronně laděných rezonátorů, tj. vázaných rezonátorů, které mají identické rezonanční frekvence. Rovněž budou uvedeny obvodové modely vázaných rezonátorů pro různé druhy vazby: elektrickým polem, magnetickým polem a elektrickým i magnetickým polem (E, H a EH). Tyto obvodové modely jsou pro realizace rezonátorů s rozprostřenými parametry použitelné, ovšem pouze v blízkosti okolí rezonance.

6.1.1 Vazba elektrickým polem (vazba E)

Pro vazbu elektrickým polem lze použít náhradní obvodový model uvedený na obr. 6.1. L a C jsou vlastní indukčnost a kapacita rezonátorů, C_m představuje vazební kapacitu. Vazbu mezi rezonátory je možné obvodově modelovat pomocí admitančního invertoru o charakteristické admitanci $J = \omega C_m$. Obvodový model je symetrický podle roviny označené na obrázku jako T .



Obr. 6.1. Synchronně laděné rezonátory, vazba E. Náhradní obvodový model (a), obvodový model admitančního invertoru (b).

Když bude obvod v rovině T zkratován, bude rezonanční frekvence výsledného obvodu rovna

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}}. \quad (6.2)$$

Frekvence f_e bude nižší než rezonanční frekvence samotného rezonátoru. Podobná situace nastane při rozpojení obvodu v rovině T . Resonanční frekvence výsledného obvodu bude rovna

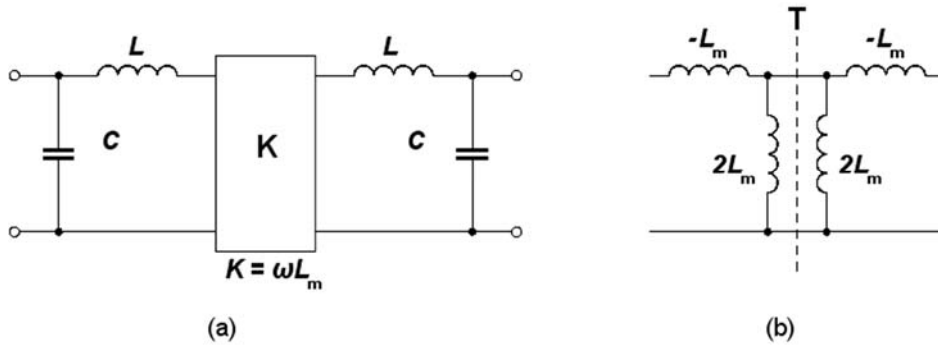
$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \quad (6.3)$$

a bude vyšší než v případě samotného rezonátoru. Z rovnic (6.2) a (6.3) lze nalézt koeficient elektrické vazby jako [3]

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C}. \quad (6.4)$$

6.1.2 Vazba magnetickým polem (vazba H)

Podobně jako v předchozím případě pro vazbu E, lze stanovit obvodový model pro vazbu magnetickým polem. Jak je uvedeno na obr. 6.2, L a C jsou vlastní indukčnost a kapacita rezonátorů, L_m představuje vazební indukčnost. Vazbu mezi rezonátory je možné obvodově modelovat pomocí impedančního invertoru o charakteristické impedanci $K = \omega L_m$.



Obr. 6.2. Synchronně laděné rezonátory, vazba H. Náhradní obvodový model (a), obvodový model impedančního invertoru (b).

Při nahrazení roviny symetrie zkratem nebo rozpojeným obvodem jsou rezonanční frekvence výsledného obvodu

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-L_m)}} \quad (6.5)$$

a

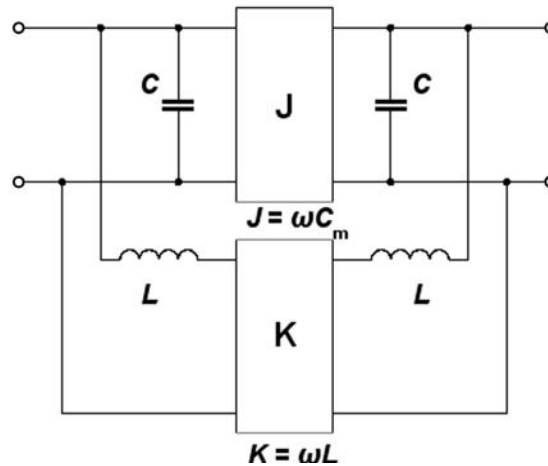
$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+L_m)}}. \quad (6.6)$$

Z nich lze stanovit koeficient magnetické vazby jako [3]

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L}. \quad (6.7)$$

6.1.3 Smíšená vazba elektrickým a magnetickým polem (vazba EH)

Kombinací obou způsobů vazby popsaných výše vzniká vazba elektrickým i magnetickým polem zároveň. Obvodový model je znázorněn na obr. 6.3. Náhradní schémata admitančního a impedančního invertoru jsou stejná jako na obr. 6.1b a 6.2b. Obvod obsahuje jak vazební kapacitu C_m , tak vazební indukčnost L_m a vazbu lze modelovat pomocí admitančního a impedančního invertoru $J = \omega C_m$ a $K = \omega L_m$.



Obr. 6.3. Synchronně laděné rezonátory, vazba EH - náhradní obvodový model.

Zkratováním respektive rozpojením obvodu v rovině symetrie dostaneme dvojici rovnic

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L_m)(C-C_m)}} \quad (6.8)$$

a

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)(C+C_m)}}, \quad (6.9)$$

ze kterých je koeficient vazby vyjádřen vztahem [3]

$$k_X = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL_m + LC_m}{LC + L_m C_m}. \quad (6.10)$$

6.1.4 Stanovení koeficientu vazby z frekvenční charakteristiky

Jak je uvedeno ve [3], obecný vztah pro stanovení koeficientu vazby pro synchronně laděné rezonátory je definován jako

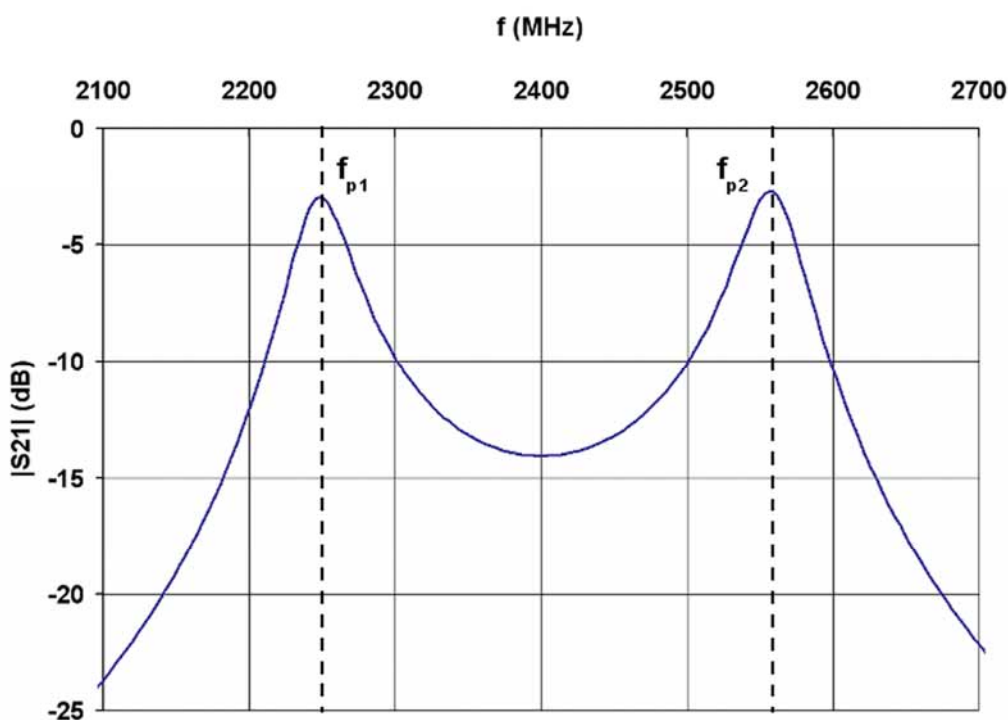
$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}, \quad (6.11)$$

kde charakteristické frekvence f_{p1} , f_{p2} odpovídají f_e , f_m . Pro asynchronně laděné rezonátory platí vztah

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2}, \quad (6.12)$$

kde f_{02} a f_{01} jsou rezonanční frekvence jednotlivých rezonátorů.

Pro stanovení koeficientu vazby mezi dvěma rezonátory je možné využít frekvenční charakteristiky přenosu s_{21} . Podmínkou je, aby byly rezonátory ke vstupnímu i výstupnímu portu navázány velmi slabou vazbou. Pak lze z amplitudové frekvenční charakteristiky odečíst dvě charakteristické frekvence, jak je znázorněno na obr. 6.4.

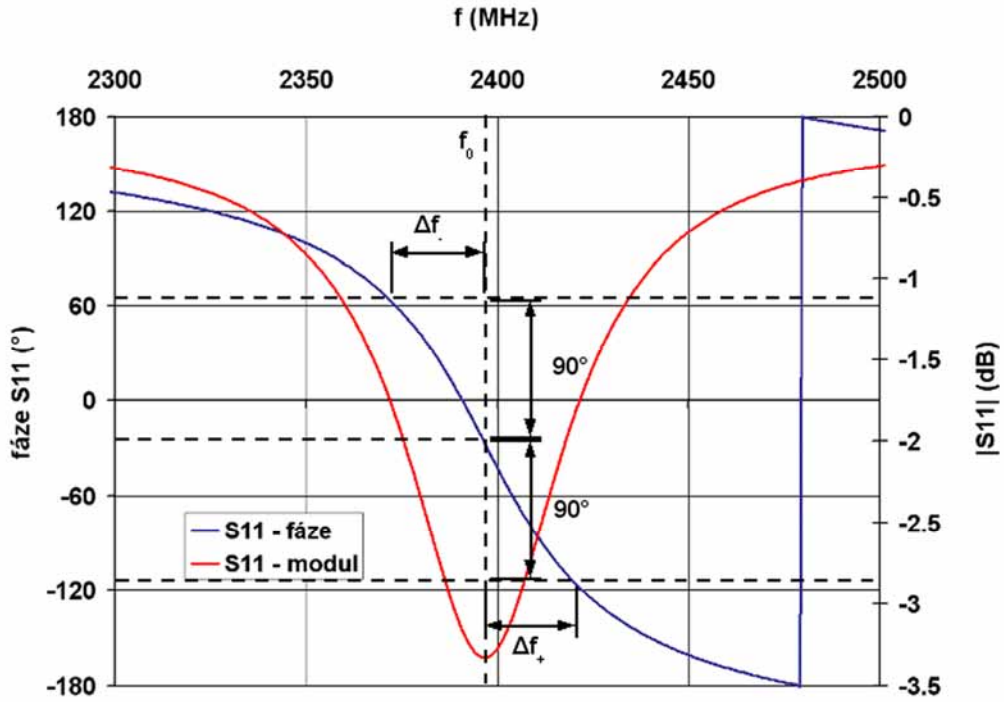


Obr. 6.4. Stanovení koeficientu vazby dvou rezonátorů.

Zda je hodnota k kladná nebo záporná je relativní. Pokud jsou u dvou různých způsobů vazby jejich fázové charakteristiky s_{21} opačné (změna fáze v bodech f_{p1} a f_{p2} probíhá opačným směrem), mají tyto dvě vazby rozdílný charakter a mají tudíž opačná znaménka.

6.2 Činitel jakosti zatíženého rezonátoru Q_e

Důležitým parametrem při návrhu filtru je činitel jakosti Q_e zatíženého vstupního a výstupního rezonátoru, přes které je struktura filtru navázána ke zdroji a k zátěži. Pro rezonátor s rezonanční frekvencí ω_0 zatížený paralelní vodivostí G lze hodnotu Q_e stanovit z fázové frekvenční charakteristiky s_{11} (viz. obr. 6.5).



Obr. 6.5. Stanovení Q_e rezonátoru.

Činitel jakosti Q_e je definován jako [3]

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90}}, \quad (6.13)$$

kde

$$\Delta\omega_{\pm 90} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_-. \quad (6.14)$$

Při stanovení Q_e pomocí EM simulace je potřeba navíc určit fázový ofset, díky kterému není v rezonanci fáze přesně rovna nule [3]. Tento fázový posuv lze odečíst z fázové charakteristiky v bodě, kde modul s_{11} nabývá minima a potom šířku pásma podle vztahu (6.13) určovat vzhledem k této hodnotě fázového offsetu.

Náhradní obvodový model zatíženého rezonátoru

Zde uvažujeme rezonátor zatížený pouze charakteristickou impedancí zdroje signálu. Náhradní obvodový model rezonátoru, reprezentovaný paralelním RLC obvodem, lze odvodit z průběhu odrazu s_{11} získaného EM simulací podle vztahů [3]

$$L = \frac{Z_0}{\omega_0 Q_e}, \quad (6.15)$$

$$C = \frac{Q_e}{\omega_0 Z_0}, \quad (6.16)$$

$$R = Z_0 \frac{Q_0}{Q_e}, \quad (6.17)$$

kde Z_0 je impedance, kterou je rezonátor zatížen a Q_0 je činitel jakosti nezatíženého rezonátoru. Hodnoty L a C lze po určení Q_e přímo vypočítat, hodnotu R je nutné získat laděním tak, aby velikost minima s_{11} v obvodové simulaci odpovídalo EM simulaci.

6.3 Obecná formulace filtru s vázanými rezonátory

Obecně existují ve filtrech s vázanými rezonátory všechny tři druhy vazby (E, H, EH) a to mezi každými dvěma rezonátory ve filtru. Tuto skutečnost postihuje normovaná matice vazebních koeficientů $[m]$ (pozn.: v této kapitole a dále při návrhu filtrů jsou vazební koeficienty v souladu s odbornou literaturou označeny m místo původního k). Dále lze z obvodových modelů filtru sestavit pro elektrickou a magnetickou vazbu normovanou impedanční $[Z]$ a admitanční $[Y]$ matici. Jak je dokázáno v [3], jsou tyto dvě matice identické což znamená, že existuje jednotný popis filtru s n vázanými rezonátory bez ohledu na typ vazeb mezi rezonátory. Frekvenční charakteristika filtru je dána rovnicemi [3]

$$S_{21}(p) = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [A]_{n1}^{-1} \quad (6.18)$$

a

$$S_{11}(p) = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right), \quad (6.19)$$

kde

$$[A] = [q] + p[U] - j[m]. \quad (6.20)$$

Všechny matice ve vztahu (6.20) jsou o rozměrech $n \times n$. $[U]$ je jednotková matice, $[q]$ je matice s nulovými prvky kromě $q_{11} = 1/q_{e1}$ a $q_{nn} = 1/q_{en}$, $[m]$ je matice vazebních koeficientů symetrická podle hlavní diagonály.

Činitele jakosti vstupního a výstupního rezonátoru q_{e1} a q_{e2} jsou normovány vzhledem k relativní šířce pásma filtru FBW jako

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW \text{ pro } i = 1, n, \quad (6.21)$$

kde relativní šířka pásma je definována

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (6.22)$$

a střední frekvence filtru ω_0 je

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}. \quad (6.23)$$

Prvky v hlavní diagonále matice $[m]$ jsou v případě synchronně laděných rezonátorů nulové, jinak nenulové. Jsou rovněž normovány k relativní šířce pásma

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW}. \quad (6.24)$$

p v rovnici (6.20) je komplexní frekvence, která je definována jako

$$p = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (6.25)$$

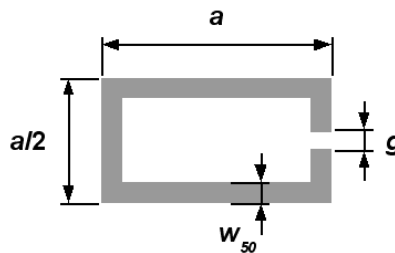
Pro získání požadovaných frekvenčních charakteristik $s_{11}(p)$ a $s_{21}(p)$ je tedy potřeba stanovit prvky matice vazebních koeficientů a činitele jakosti vstupního a výstupního rezonátoru. Za tímto účelem se používají některé výpočetní metody, případně lze hledané koeficienty stanovit optimalizací [3].

6.4 Půlvlnný smyčkový DGS rezonátor

Půlvlnný smyčkový mikropáskový rezonátor (*open-loop resonator*) vznikne stočením mikropásku o délce poloviny vlnové délky na rezonančním kmitočtu do smyčky tak, že mezi konci mikropásku vznikne úzká štěrбина. Obecně může být geometrický tvar rezonátoru různý. Často se používá čtvercový tvar [3] smyčky.

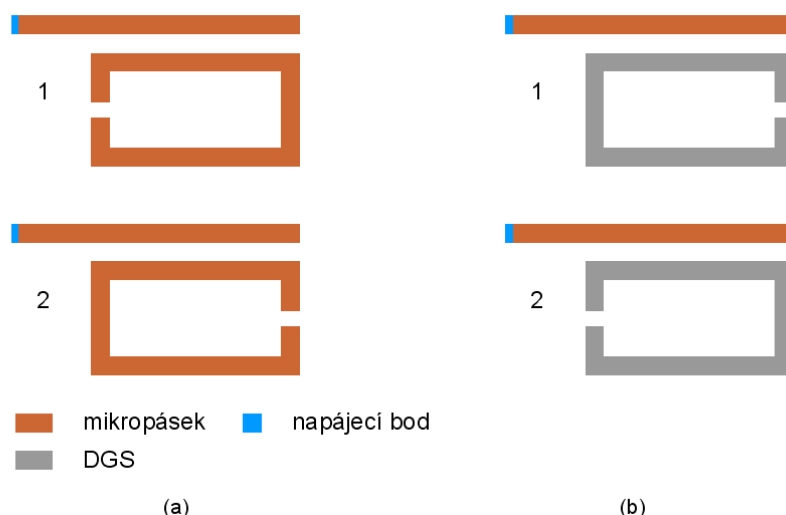
Jak bylo uvedeno v [23], lze podobně použít rovněž štěrbinu v zemní ploše substrátu. Autoři uvedli rezonátor ve tvaru čtvercové smyčky a jeho modifikace. V této kapitole budou podrobněji rozebrány vlastnosti DGS rezonátoru tvaru obdélníkové smyčky, která může mít v některých případech výhodnější vlastnosti. Například se dá očekávat, že vazba mezi rezonátory, které sousedí svými delšími stranami bude intenzivnější než v případě čtvercové smyčky. Dále plocha substrátu zabraná obdélníkovou smyčkou o poměru stran 1/2 je při stejném obvodu (tedy při stejné rezonanční frekvenci) o 11 % menší než v případě čtvercové smyčky.

Pro simulace byl použit substrát Arlon DiClad 870 s parametry $\varepsilon_r = 2,33$, $h = 0,508$ mm, $\tan\delta = 0,002$. Šířka mikropásku o charakteristické impedanci 50 Ω odpovídá $w = 1,5$ mm. Rezonátor má tvar obdélníkové štěrbině s delší stranou o délce a . Kratší strana má délku poloviční. Šířka štěrbině byla zvolena stejná jako šířka 50 Ω mikropásku, tedy $w_{50} = 1,5$ mm. Otevřené konce rezonátoru tvoří mezeru o šířce g . Rozměry rezonátoru jsou zobrazeny na obr. 6.6 (šedá barva značí odleptanou zem).



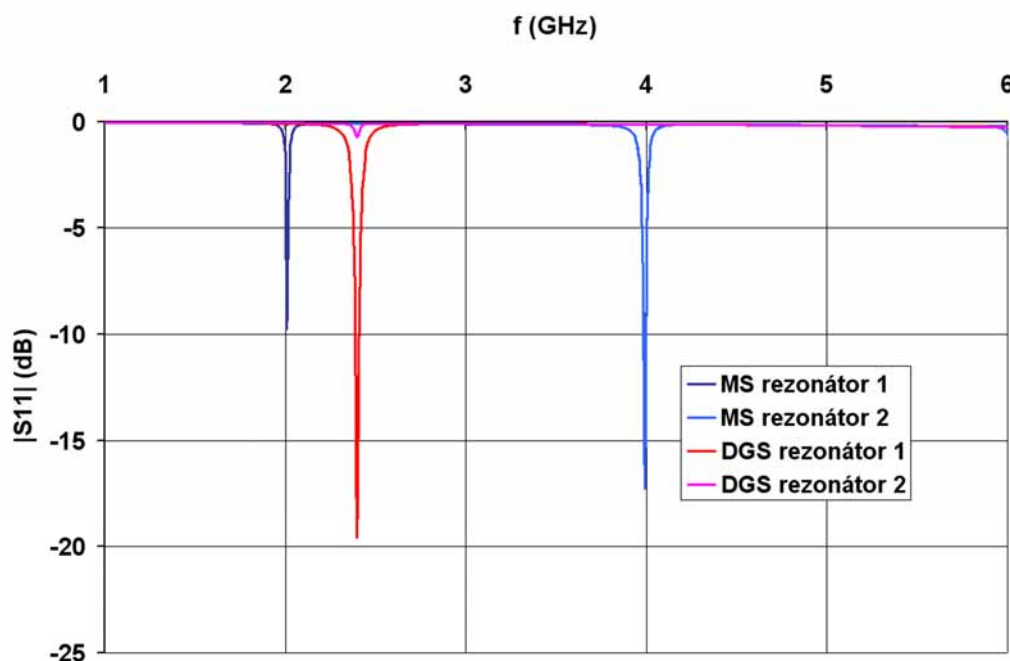
Obr. 6.6. Rozměry DGS rezonátoru.

Nejprve byly pomocí EM simulací zkoumány možnosti vybuzení elektromagnetického pole. Rovněž byly porovnány vlastnosti DGS rezonátoru a mikropáskového rezonátoru o stejných rozměrech. Rezonátory o rozměrech $a = 20$ mm a $g = 0,3$ mm byly navázány k vedení o impedanci 50 Ω jak je uvedeno na obr. 6.7.



Obr. 6.7. Buzení mikropáskového (a) a DGS (b) rezonátoru.

Výsledky simulací s_{11} jsou uvedeny na obr. 6.8. Jak je vidět z obrázku, v mikropáskovém i v DGS rezonátoru se vybudí základní rezonanční mód při napájení označeném na obr. 6.7a číslem 1. Mikropáskový rezonátor má rezonanci na kmitočtu $f_0 = 2$ GHz, DGS rezonuje poněkud výše na $f_0 = 2,4$ GHz. Při napájení označeném jako 2 je vidět, že u mikropáskového rezonátoru se vybudil mód s dvojnásobnou rezonanční frekvencí, zatímco u DGS dochází pouze ke slabému vybudění základního rezonančního módu. Rozdíl je způsoben odlišným rozložením elektromagnetického pole, které bude uvedeno dále.



Obr. 6.8. Rezonance mikropáskového a DGS rezonátoru.

Nevýhodou DGS rezonátoru je jeho vyzařování, které je závislé na relativní permitivitě použitého substrátu. U vysokopermitivních materiálů se elektromagnetické

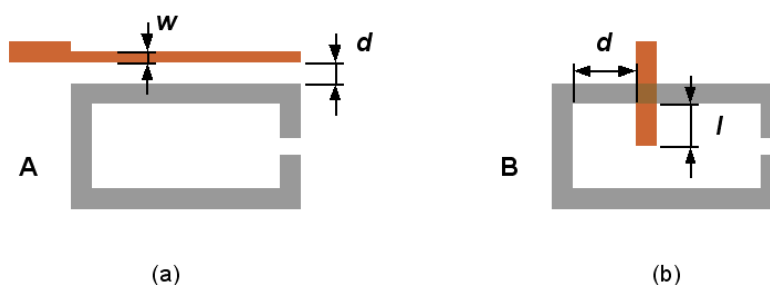
pole koncentruje v substrátu, zatímco u materiálů s relativní permitivitou o hodnotách blízkých se vzduchu je pole více rozloženo v okolním prostoru. Obecně platí, že čím menší rozdíl mezi permitivitou substrátu a okolního prostředí, tím je větší vyzařování struktury.

V našem případě je pro realizaci filtrů použit materiál s relativně nízkou hodnotou $\epsilon_r = 2,33$. Simulace ukázaly, že pro využití rezonančních vlastností je důležité počítat se stíněním celé struktury, aby bylo možné dosáhnout potřebné jakosti a minimalizovat ztráty vyzařováním do volného prostoru. Tyto aspekty zásadně ovlivňují vlastnosti navrhovaných vázaných struktur a při jejich zanedbání dochází k výraznému zkreslení přenosových charakteristik filtrů. Proto byl pro všechny další simulace použit 3D simulátor Ansoft HFSS a bylo uvažováno stínění simulované struktury ve výšce 10 mm nad horní i spodní stranou substrátu.

6.4.1 Způsob buzení a vlastnosti rezonátoru

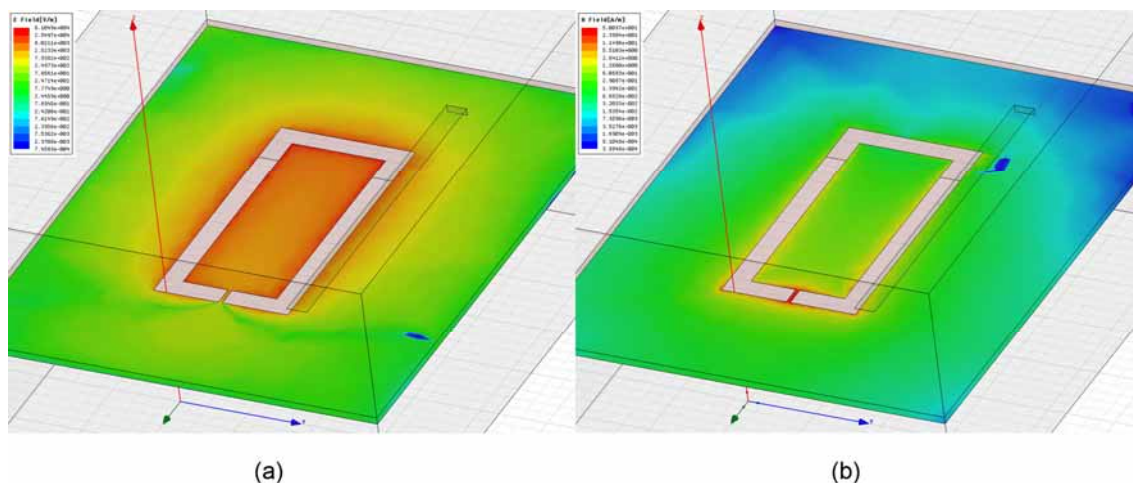
Na obr. 6.9 jsou znázorněny možné způsoby vybuzení elektromagnetického pole v DGS rezonátoru. V prvním případě je hrana napájecího vedení vzdálena od hrany štěrbinu rezonátoru o vzdálenost d . Tato vzdálenost může být i záporná, takže mikropásek překrývá štěrbinu rezonátoru. Intenzita vazby je dána jednak vzdáleností d a také šířkou mikropásku w . Výhoda tohoto způsobu buzení je v tom, že díky překrytí mikropásku a rezonátoru lze snadno dosáhnout silné vazby a nedochází k problémům při výrobě velmi úzké štěrbinu jako u mikropáskového rezonátoru. Tento způsob buzení bude označen jako typ A.

Druhý způsob buzení je realizován mikropáskovým vedením protínajícím smyčku rezonátoru. Intenzita vazby je dána polohou místa protnutí d a délkou přesahu l . Dále bude označen jako typ B.



Obr. 6.9. Buzení DGS rezonátoru – typ A, typ B.

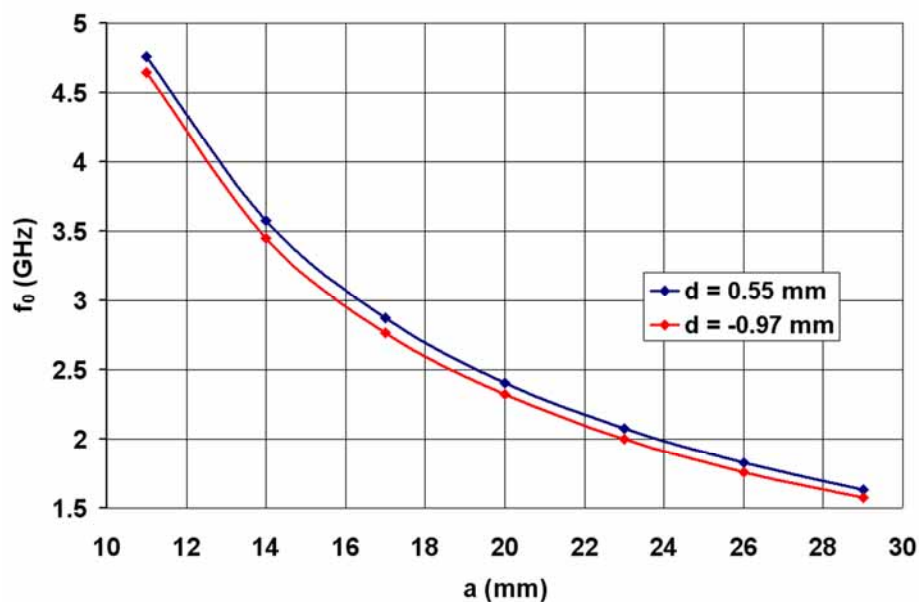
Mikropáskový a DGS rezonátor jsou, co se týká rozložení elektromagnetického pole, duální struktury. U mikropáskového smyčkového rezonátoru je maximální intenzita elektrického pole ve štěrbině mezi otevřenými konci mikropásku a maximální intenzita magnetického pole uprostřed délky rezonátoru. U DGS rezonátoru je pole rozloženo opačně, jak je vidět z obr. 6.10.



Obr. 6.10. Rozložení elektrického (a) a magnetického (b) pole na DGS rezonátoru (v rezonanci základního módu). Rozměry dle obr. 6.6: $a = 20$ mm, $w_{50} = 1,5$ mm, $g = 0,3$ mm, napájecí mikropásek vzdálen od okraje rezonátoru o $d = 0,55$ mm.

Vlastnosti zatíženého rezonátoru – typ buzení A

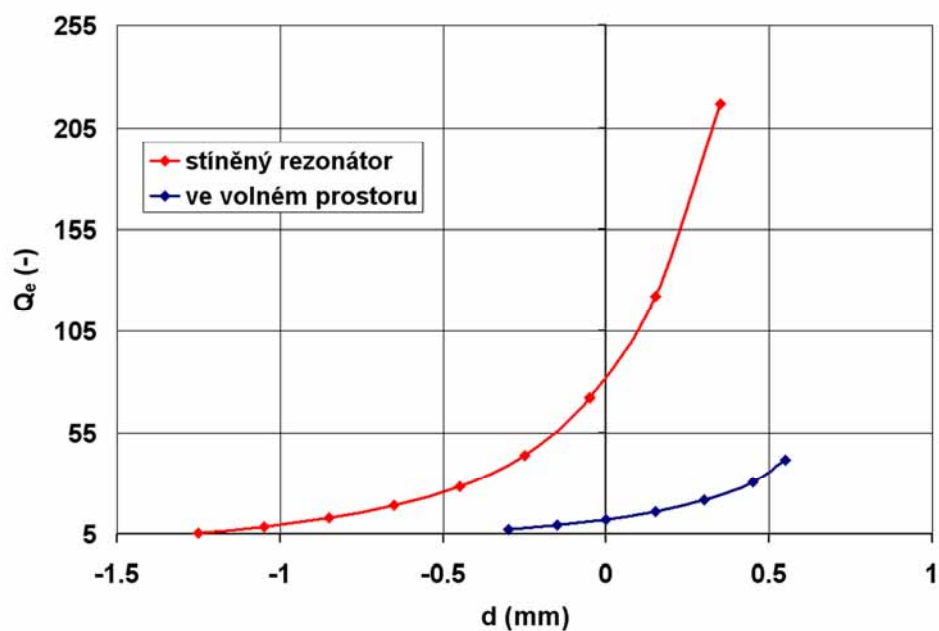
Pro zjištění změny rezonanční frekvence v závislosti na rozměru a rezonátoru byl zvolen první způsob buzení podle obr. 6.9a a šířka mikropásku $w = 1,5$ mm, shodná s šířkou 50ti Ohmového vedení. Mezera $g = 0,3$ mm byla uvažována konstantní. Simulovaná závislost f_0 na a pro dvě různé hodnoty d je zobrazena na obr. 6.11. Vzdálenost $d = 0,55$ mm odpovídá činiteli jakosti $Q_e = 800$, pro $d = -0,97$ mm je $Q_e = 10$. Jak je vidět, zatížení rezonátoru způsobuje jeho mírné rozladění směrem k nižším frekvencím.



Obr. 6.11. Závislost rezonanční frekvence na rozměru rezonátoru ($g = 0,3$ mm, $w = 1,5$ mm).

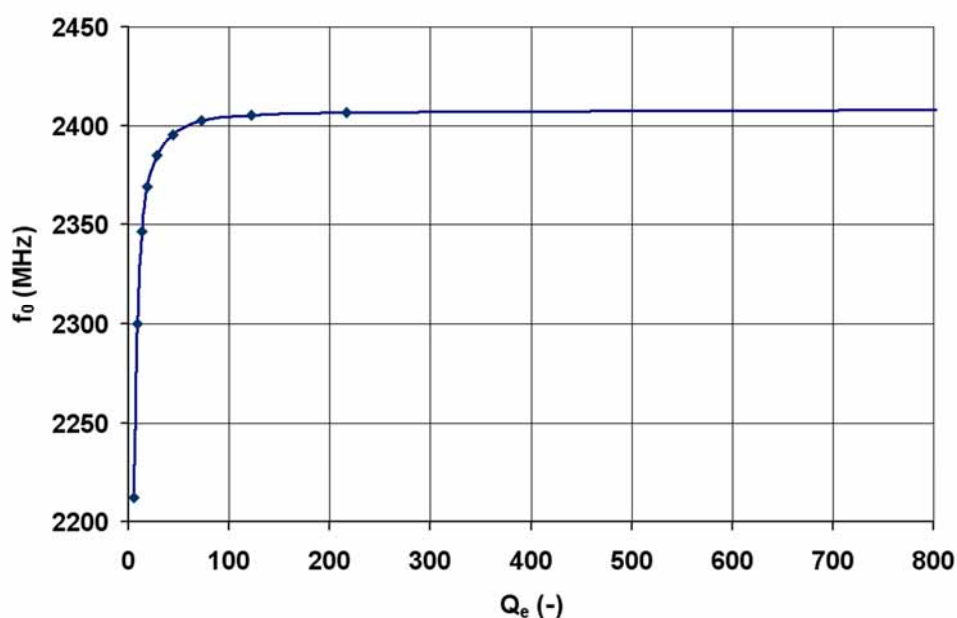
Pro návrh filtru je důležitá znalost činitele jakosti Q_e zatíženého rezonátoru. Závislost Q_e na vzdálenosti d byla určena ze simulací s_{11} podle vztahů (6.13) a (6.14) a je znázorněna na obr. 6.12. Na obrázku jsou dva průběhy – pro stíněný rezonátor a pro rezonátor umístěný ve volném prostoru. Jak bylo uvedeno výše a jak je patrné

z obr. 6.12, vlivem ztrát vyzařováním dochází u nestíněného rezonátoru ke značnému poklesu činitele jakosti. Se stíněním se tedy při návrhu pásmové propusti musí počítat.

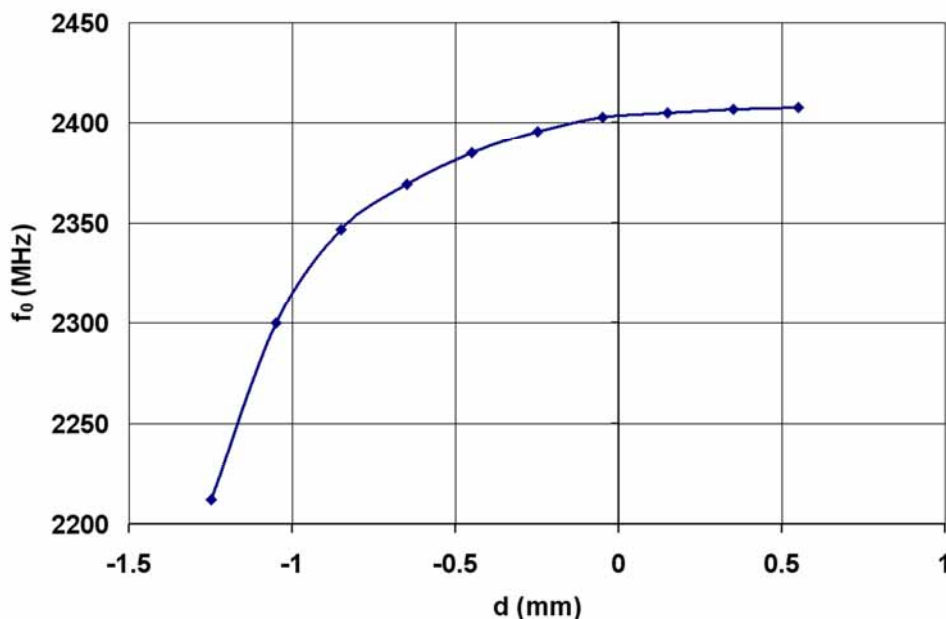


Obr. 6.12. Závislost činitele jakosti Q_e na d ($a = 20$ mm, $g = 0,3$ mm, $w = 1,5$ mm).

Jak je zřejmé z obr. 6.11, dochází v závislosti na změně d (respektive Q_e) také k mírnému posunu rezonančního kmitočtu. Na obr. 6.13 a 6.14 je zobrazena závislost rezonančního kmitočtu f_0 na d , resp. Q_e .



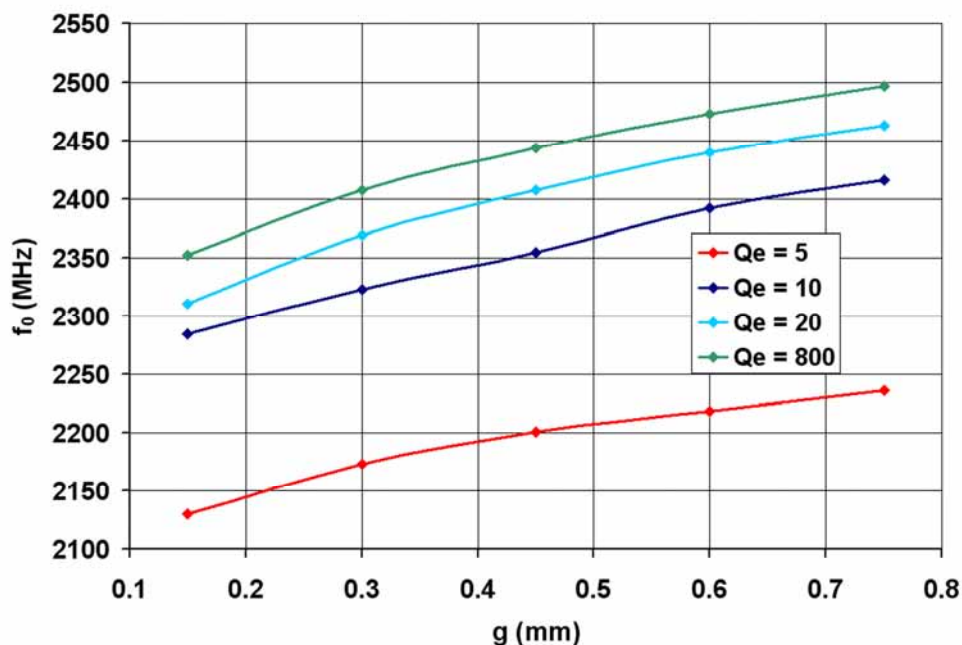
Obr. 6.13. Závislost rezonanční frekvence na d ($a = 20$ mm, $g = 0,3$ mm, $w = 1,5$ mm).



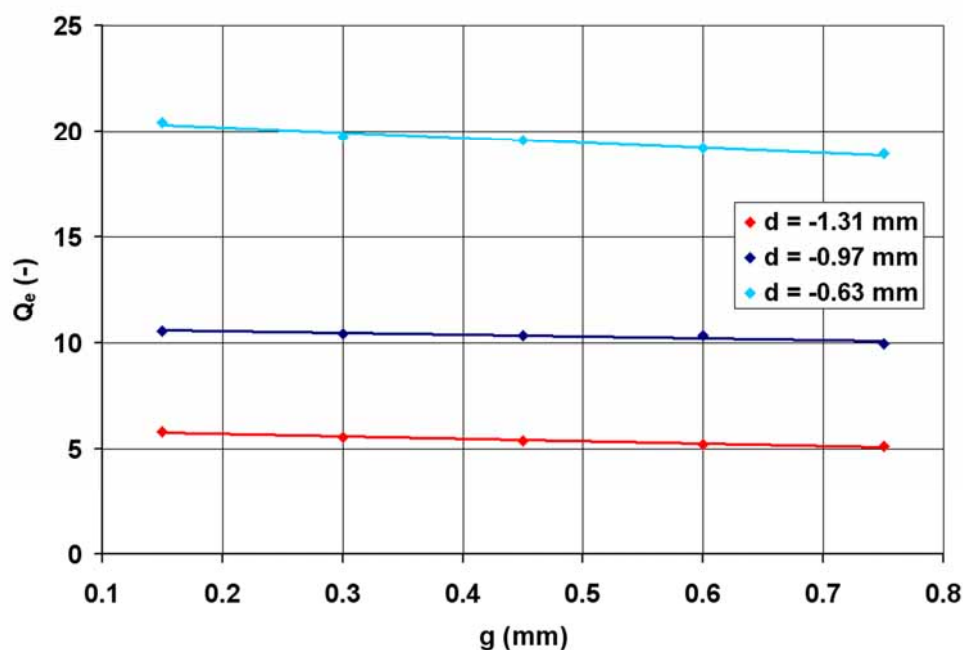
Obr. 6.14. Závislost rezonanční frekvence na Q_e ($a = 20$ mm, $g = 0,3$ mm, $w = 1,5$ mm).

Jak je vidět, změna frekvence je velmi malá v případě, že napájecí vedení nepřesahuje obrys rezonátoru. V případě překrytí štěrby rezonátoru, tj. při nízkých hodnotách Q_e , je patrná větší změna rezonančního kmitočtu. Konkrétně pro $Q_e = 6$ přibližně o -8 procent od frekvence, na které je rezonátor zatížen minimálně (vykazuje vysoké Q_e). Z toho by se dalo usuzovat, že rozladění je způsobováno tím, že napájecí mikropásek zasahuje do struktury rezonátoru. Pro hodnoty d větší než cca 0.4 mm (Q_e větší než 200) již nedochází k velké změně f_0 . Tato hodnota f_0 (přibližně 2408 MHz) může být tedy považována za vlastní rezonanční frekvenci rezonátoru.

Zatížený rezonátor je možné v určitých mezích doladit změnou rozměru g . Závislost f_0 na g je pro čtyři různé hodnoty Q_e zobrazena na obr. 6.15. Výhodou je, že při změně g se mění rezonanční frekvence, ale činitel jakosti Q_e zůstává téměř konstantní (viz. obr. 6.16).

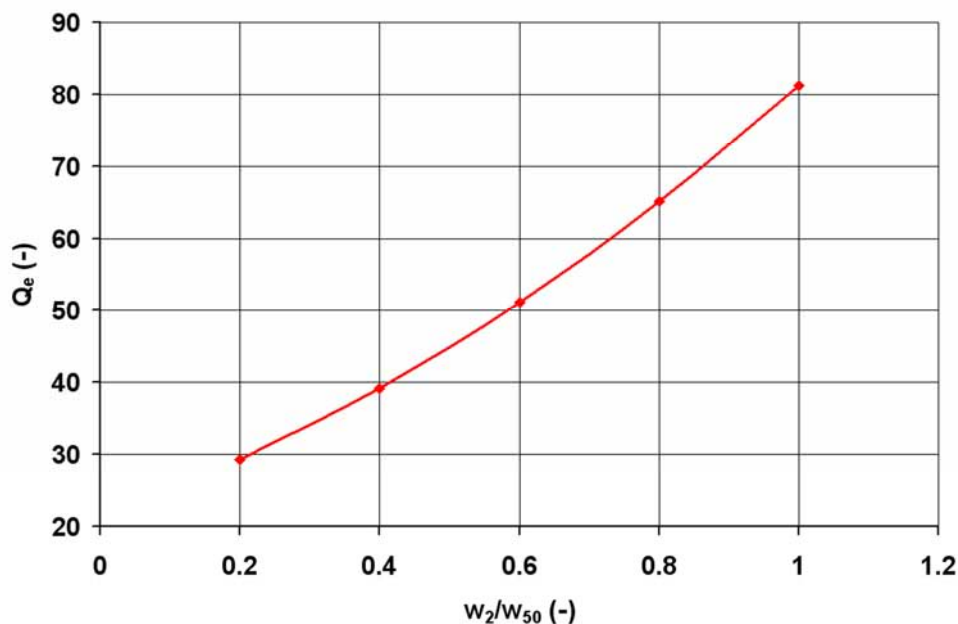


Obr. 6.15. Závislost rezonanční frekvence na g ($a = 20$ mm, $w = 1,5$ mm).



Obr. 6.16. Závislost činitele jakosti Q_e na rozkladění změnou g ($a = 20$ mm, $w = 1,5$ mm).

Doposud byla uvažována vazba vedením o stejné šířce jako napájecí 50Ω mikropásek. Vliv změny šířky vedení w na intenzitu vazby (změnu Q_e) pro $d = 0$ mm ukazuje obr. 6.17. Šířka vazebního mikropásku je zde vztažena k šířce 50Ω vedení $w_{50} = 1,5$ mm. Protože se při zužování vazebního mikropásku na něm zvětšuje intenzita elektrického pole, dochází k těsnější vazbě.

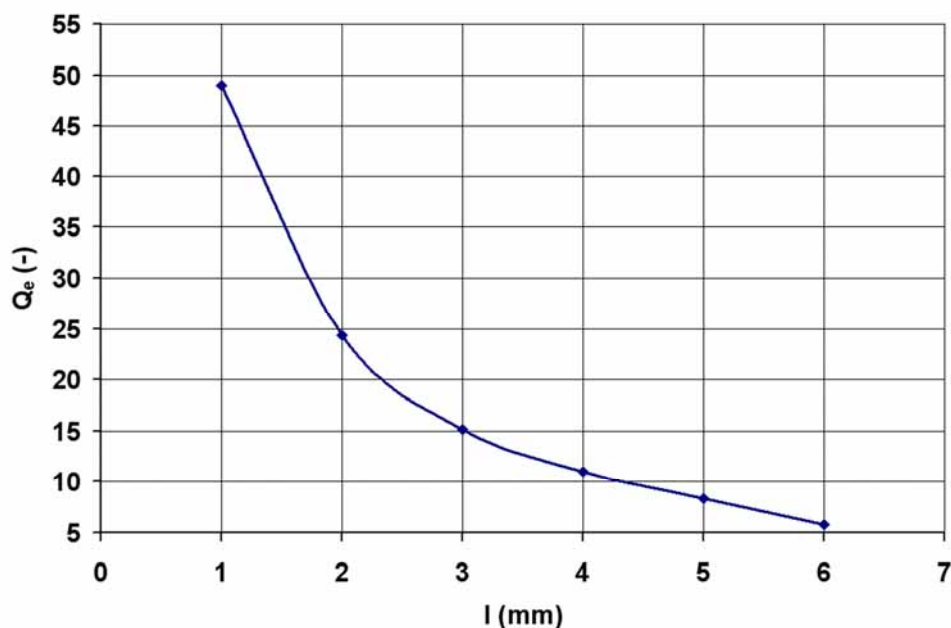


Obr. 6.17. Závislost činitele jakosti Q_e (intenzity vazby) na šířce vazebního mikropásku w pro $d = 0\text{mm}$.

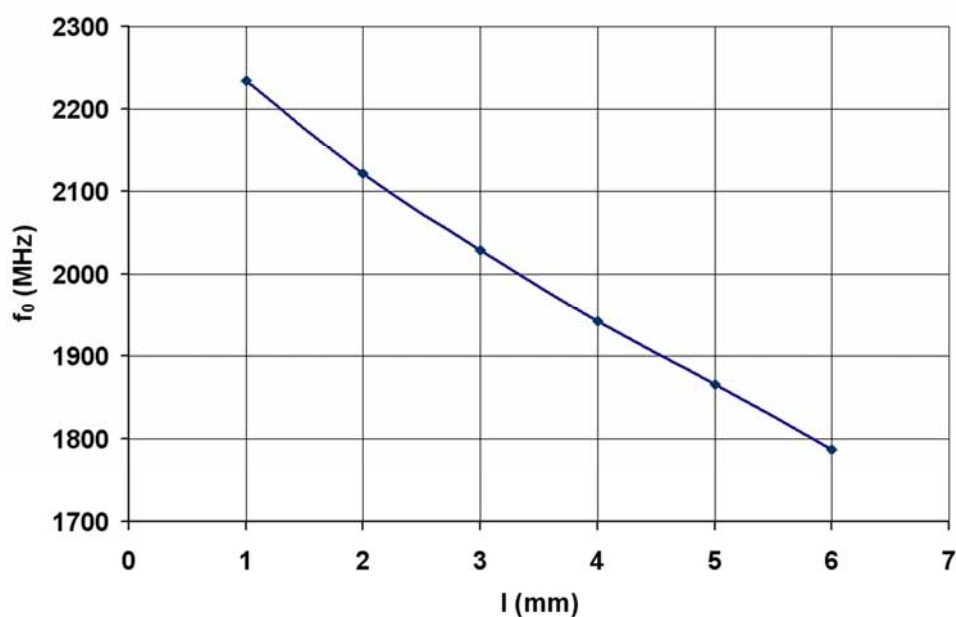
Jak již bylo uvedeno výše, při záporných hodnotách d docházelo k výraznějšímu rozladění rezonátoru. Pokud by tento jev byl způsoben zastíněním šterbiny rezonátoru, mělo by se rozladění projevit méně při velmi úzkém vazebním mikropásku, který zastiňuje menší plochu šterbiny. Tento předpoklad byl ověřován pro $w = 0,3\text{ mm}$, ale nebyl potvrzen – výsledek byl dokonce horší než pro $w = 1,5\text{ mm}$. Vlastnosti jednotlivých typů buzení budou z tohoto hlediska shrnuty v tabulce na konci kapitoly.

Vlastnosti zatíženého rezonátoru – typ buzení B

Druhý způsob buzení podle obr. 6.9b je realizován mikropáskem o charakteristické impedanci $50\ \Omega$ s proměnnými d a l . Na obr. 6.18 je znázorněna závislost Q_e na délce l pro konstantní $d = 4\text{ mm}$, na obr. 6.19 je pak závislost rezonanční frekvence na l pro stejnou situaci.



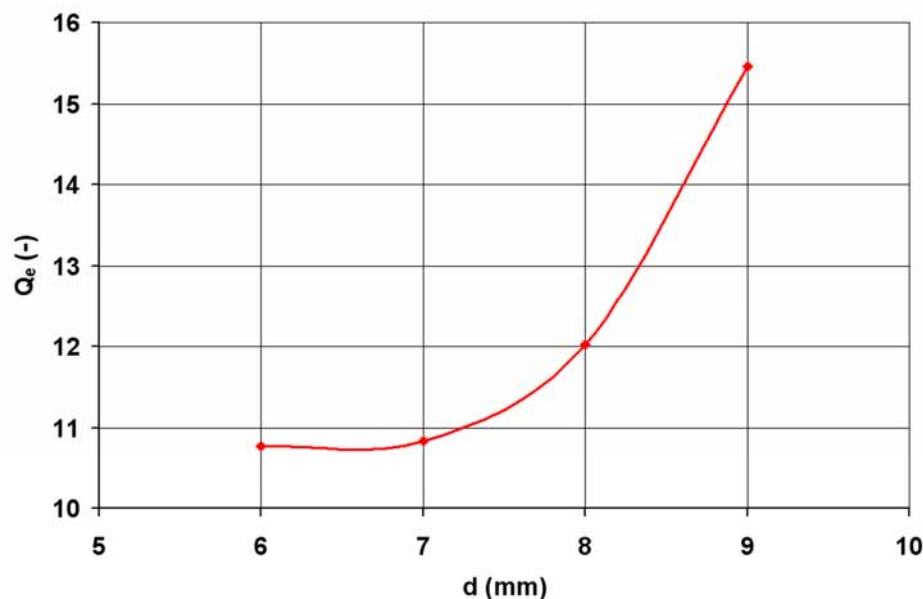
Obr. 6.18. Závislost činitele jakosti Q_e na délce l ($a = 20$ mm, $d = 4$ mm).



Obr. 6.19. Závislost f_0 na l ($a = 20$ mm, $d = 4$ mm).

Jak je vidět z obr. 6.19, rezonanční frekvence celého rezonátoru je obecně nižší než v případě buzení typu A. I při nízkých hodnotách vazby je f_0 menší než 2300 MHz, přičemž vlastní rezonanční frekvence DGS byla určena přibližně 2408 MHz. To může být způsobeno skutečností, že u tohoto typu vazby vazební mikropásek výrazněji zasahuje do struktury rezonátoru, takže dochází k ovlivňování rozložení pole a tím k rozladění celé struktury. Proti tomu u buzení typu A je při nízkých hodnotách vazby mikropásek již relativně dost vzdálen od struktury rezonátoru, takže DGS rezonuje na jeho vlastní rezonanční frekvenci.

Pro úplnost je ještě na obr. 6.20 uvedena závislost Q_e na vzdálenosti d při konstantní délce $l = 4$ mm.



Obr. 6.20. Závislost Q_e na d ($a = 20$ mm, $l = 4$ mm).

Typy buzení DGS rezonátoru – zhodnocení vlastností

Byly uvedeny dva způsoby buzení smyčkového DGS rezonátoru podle obr. 6.9. Byla zjištěna důležitá skutečnost, že bez ohledu na typ buzení a jeho parametry dochází vždy k rozladování rezonanční frekvence. Z tohoto pohledu se pro návrh filtrů jeví jako výhodnější typ označený A, s šířkou vazebního mikropásku shodnou se šířkou 50Ω vedení. Dochází u něj k menšímu rozladění od rezonanční frekvence nezatíženého rezonátoru než u typu B, a to při stejném výsledném Q_e (tedy při stejné intenzitě vazby).

Konkrétní dosažené hodnoty f_0 a Q_e jsou uvedeny v tab. 6.1. V tabulce jsou porovnány výsledky simulací pro krajní hodnoty proměnného parametru. U typu A je to vzdálenost d , u typu B je to délka l (viz. obr. 6.9). Zároveň jsou uvažovány dvě různé hodnoty druhého proměnného parametru. U typu A šířka mikropásku w a u typu B vzdálenost d , kde mikropásek protíná smyčku rezonátoru. Z číselných hodnot f_0 již je patrné, že nejméně dochází k rozladování rezonátoru při buzení typu A s šířkou mikropásku 1,5 mm.

Tab. 6.1. Porovnání vlastností obou typů napájení a jejich variant.

typ A				
d (mm)	-0,9		0	
w (mm)	1,5	0,3	1,5	0,3
f_0 (MHz)	2336	2100	2404	2388
Q_e (-)	11,5	8,3	73,2	29,2
typ B				
l (mm)	6		1	
d (mm)	1	9	1	9
f_0 (MHz)	1790	1911	2208	2271
Q_e (-)	6,1	7,4	47	69,7

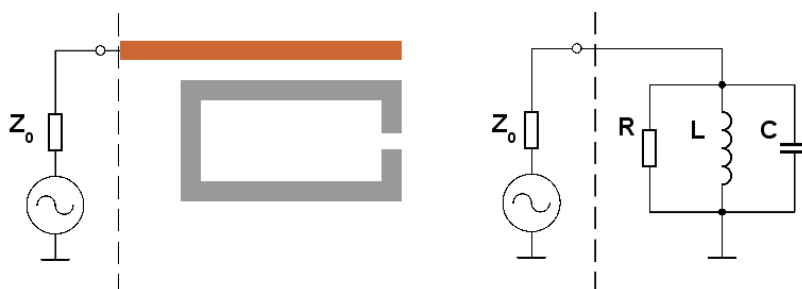
V tab. 6.2 je porovnání rozladění pro větší přehlednost vyjádřeno v procentech rezonančního kmitočtu nezatíženého rezonátoru. Byly simulovány dva případy – pro nízkou a vysokou výslednou hodnotu Q_e . Pro typ A byla konstantní šířka $w = 1,5$ mm, pro typ B vzdálenost $d = 4$ mm. Jak je vidět, pro stejné Q_e je u typu A podstatně menší odchylka výsledné frekvence.

Tab. 6.2. Porovnání rozladění rezonátoru pro dvě různé intenzity vazby (typ A $w = 1,5$ mm, typ B $d = 4$ mm).

Q_e	5.8		49	
typ	A	B	A	B
f_0	2219	1787	2398	2234
procent z $f_{0r} = 2408$ MHz	92	74	99,6	93

6.4.2 Náhradní obvodový model rezonátoru

Z průběhu s_{11} lze podle vztahů (6.15) až (6.17) stanovit hodnoty prvků náhradního obvodového modelu zatíženého rezonátoru, jak bylo popsáno v kapitole 6.2. Obvodový model představuje paralelní obvod RLC buzený zdrojem signálu o impedanci Z_0 podle obr. 6.21.

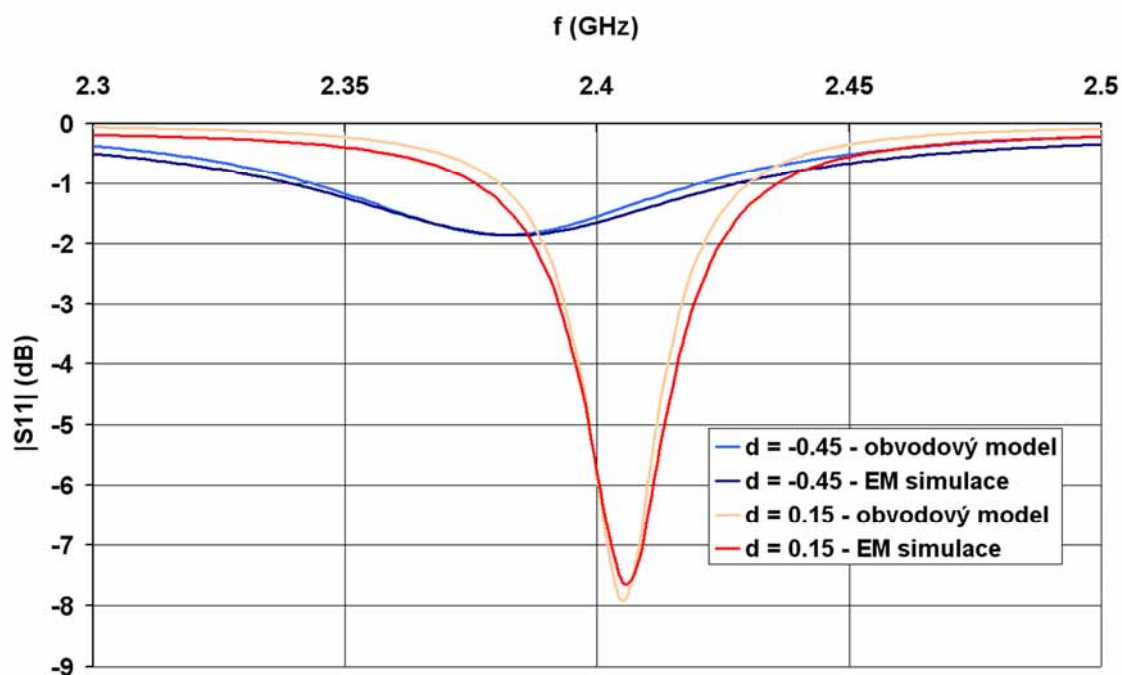


Obr. 6.21. Náhradní obvodový model rezonátoru.

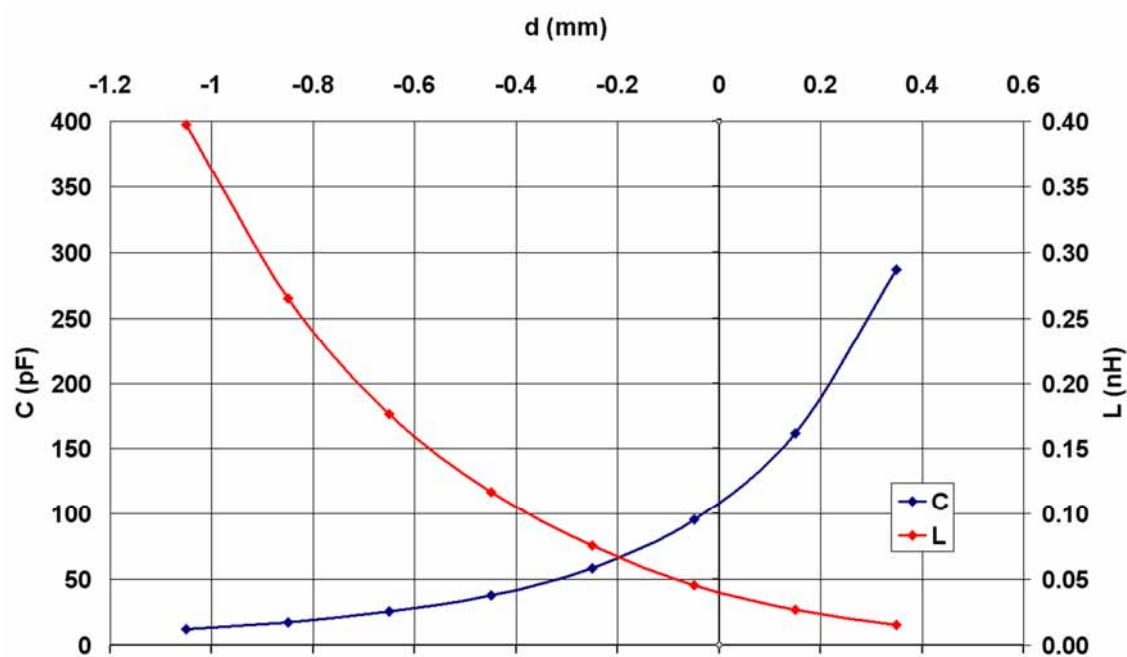
Pro rezonátor s parametry $a = 20$ mm, $g = 0,3$ mm a $w = 1,5$ mm, buzený podle obr. 6.9a (typ A) mikropáskem o šířce 1,5 mm jsou hodnoty prvků náhradního obvodu uvedeny v tab. 6.3. Na obr. 6.22 jsou porovnány simulované průběhy s_{11} náhradního obvodu a EM simulace rezonátoru pro dvě různé hodnoty d , na obr. 6.23 a 6.24 je pak závislost hodnot R , L a C na parametru d .

Tab. 6.3. Parametry náhradního obvodového modelu získané EM simulací.

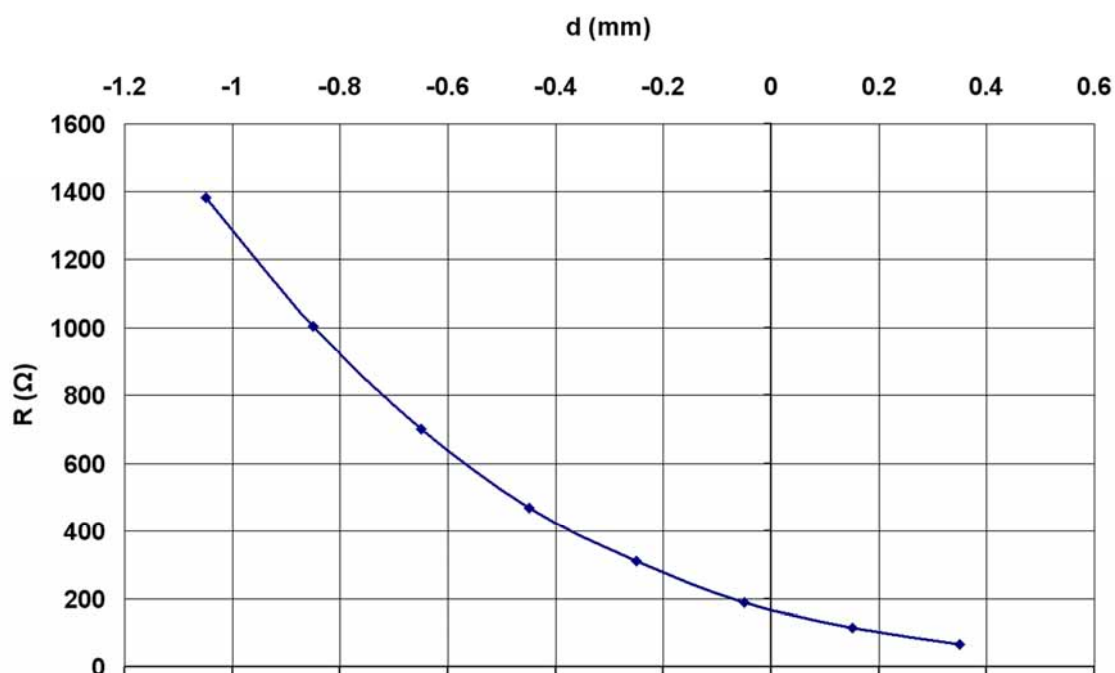
d (mm)	-1,05	-0,85	-0,65	-0,45	-0,25	-0,05	0,15	0,35
C (pF)	12,040	17,363	25,529	38,170	58,196	95,904	161,583	286,704
L (nH)	0,398	0,265	0,177	0,117	0,076	0,046	0,027	0,015
R (Ω)	1380	1005	700	470	310	189	114	65
Q_0 (-)	240,1	257,3	266,0	268,8	271,6	273,7	278,4	281,8



Obr. 6.22. Porovnání s_{11} náhradního obvodového modelu a EM simulace.

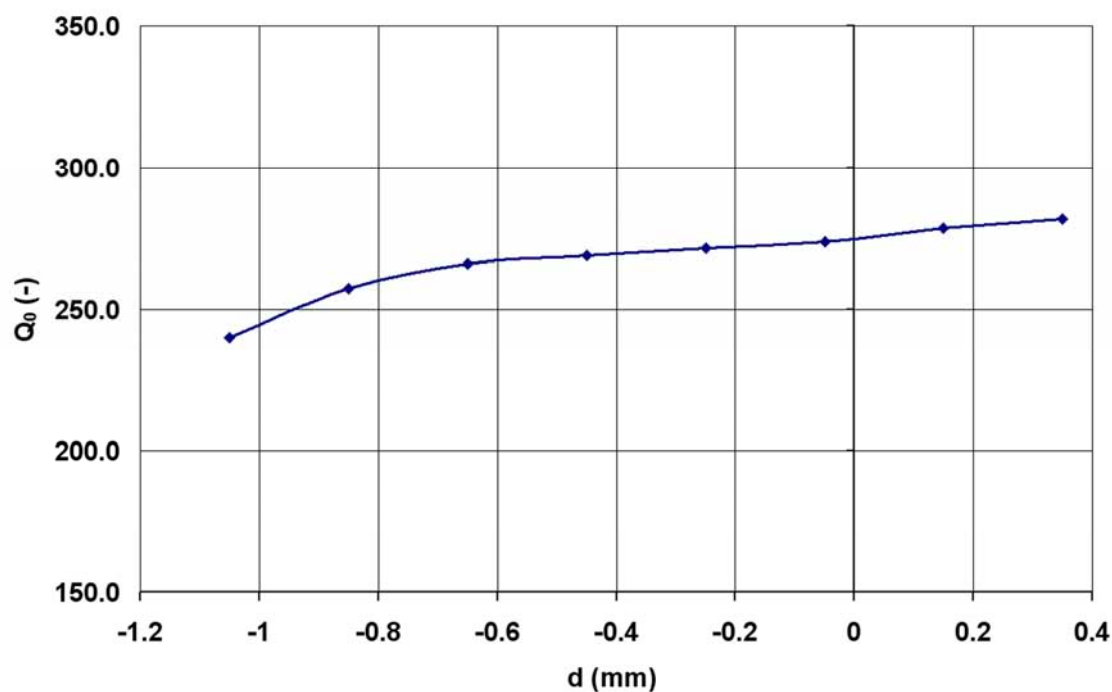


Obr. 6.23. Parametry náhradního obvodového modelu rezonátoru - L, C .



Obr. 6.24. Parametry náhradního obvodového modelu rezonátoru - R .

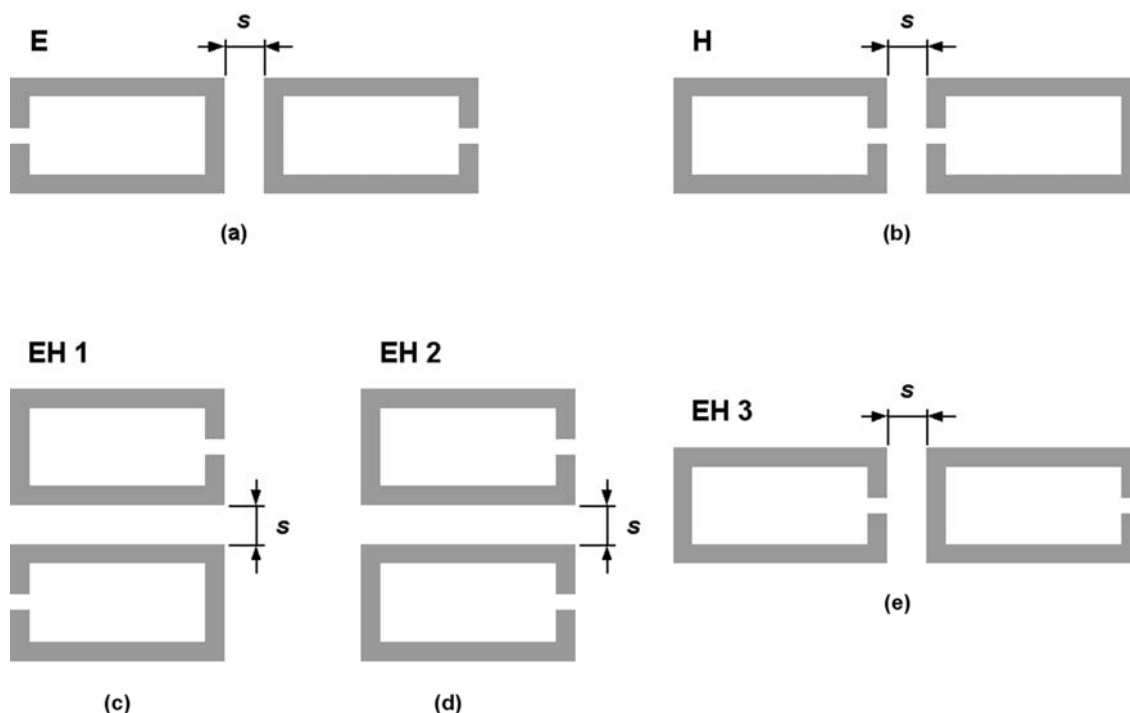
Hodnoty Q_0 vypočítané v tabulce 6.3 podle vztahu (6.17) v závislosti na parametru d jsou vyneseny v obr. 6.25. Činitel jakosti Q_0 při zvětšování intenzity vazby mezi mikropáskem a rezonátorem začíná výrazněji klesat až při hodnotách d menších než asi -0,5 mm.



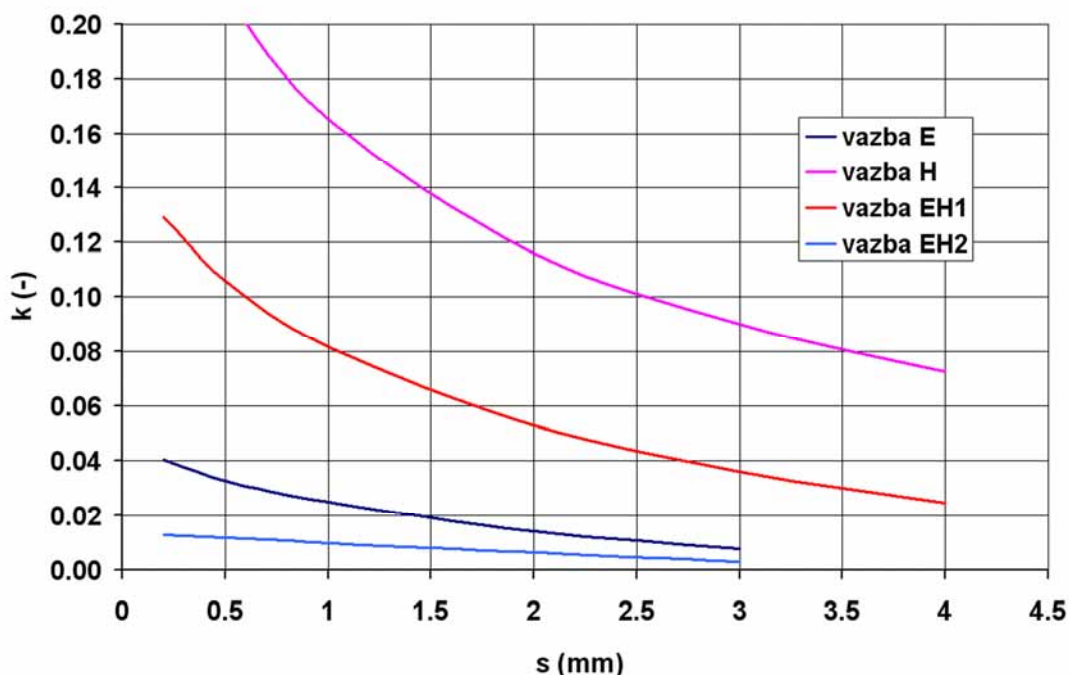
Obr. 6.25. Vypočítaná hodnota Q_0 v závislosti na d .

6.4.3 Typy vazby mezi DGS rezonátory

Podle rozložení elektromagnetického pole (obr. 6.10) na rezonátoru lze předpokládat vazby E, H a EH při konfiguracích podle obr. 6.26. Velikost vazebního koeficientu (intenzita vazby) bude dána vzdáleností s , případně vzájemným posunutím rezonátorů. Pro jednotlivé druhy vazby byly určeny hodnoty vazebního koeficientu podle postupu popsáno v kapitole 6.1.4. Rozměry rezonátorů byly opět $a = 20$ mm, $g = 0,3$ mm a $w = 1,5$ mm. Průběhy činitele vazby k v závislosti na vzájemné vzdálenosti rezonátorů s jsou pro srovnání vyneseny na obr. 6.27.



Obr. 6.26. Vazba mezi DGS rezonátory.



Obr. 6.27. Činitel vazby v závislosti na vzdálenosti s mezi DGS rezonátory.

Jak je vidět z výsledků simulací na obr. 6.27, vysokého činitele vazby lze dosáhnout při použití vazby H a EH1. Vazba E dosahuje mnohem menších hodnot zřejmě díky tomu, že je realizována přes kratší stranu obdélníku. U vazby EH2 jsou hodnoty k nejnižší, protože je zde nejspíše vazba elektrickým polem opačného charakteru než vazba magnetickým polem, čímž dochází k jejich vyrušení. U vazby EH3 byl činitel vazby rovněž velmi malý, nejspíše se zde uplatňovala vazba magnetickým polem přes celou délku druhého rezonátoru (jak je vidět z obr. 6.27, je vazba H nejintenzivnější a dosahuje při velké vzdálenosti rezonátorů ještě poměrně značných hodnot). Tento způsob vazby však není pro návrh filtru použitelný, proto průběh k není na obr. 6.27 vyneseno.

6.5 Zhodnocení výsledků

V kapitole 6 byly uvedeny základní obecné předpoklady nutné k návrhu pásmových propustí s vázanými rezonátory. Byla stanovena konkrétní podoba DGS rezonátoru, který bude dále použit pro konstrukci pásmových propustí. Pro ověření možnosti konstrukce filtrů byl zvolen zmíněný DGS rezonátor s rezonanční frekvencí 2400 MHz. Jeho vlastnosti byly podrobně analyzovány pomocí EM simulací a byly uvedeny dvě možnosti navázání na budící mikropáskové vedení. Dále byly odvozeny průběhy vazebního koeficientu mezi dvěma identickými rezonátory pro různé druhy vazby, v závislosti na vzájemné orientaci rozložení elektromagnetického pole. Na výsledky šesté kapitoly se budou odvolávat následující dvě kapitoly, které pojednávají o návrhu pásmových propustí s uvedeným typem rezonátoru.

7 Pásmové propusti s využitím vázaných DGS rezonátorů

V kapitolách věnovaných filtrům typu dolní propust byl DGS rezonátor umístěný pod mikropáskem využíván ve funkci indukčnosti. To znamená mimo jeho vlastní rezonanci, v oblasti kde má jeho reaktance induktivní charakter. Tomu odpovídal také typ a umístění DGS struktury. Tato kapitola bude naopak zaměřena na filtry typu pásmová propust, kde bude využíváno přímo rezonančních vlastností struktur popsaných v kapitole číslo 6.

Pro výpočet činitele jakosti vstupních a výstupních rezonátorů Q_e a činitele vazby mezi rezonátory (při návrhu filtrů bude dále činitel vazby označován jako M) je použito vztahů [3]

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}$$

a (7.1)

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ pro } i = 1 \dots n-1,$$

kde n je řád filtru. Hodnoty $g_0 \dots g_{n+1}$ jsou obvodové prvky normované dolní propusti pro danou aproximaci frekvenční charakteristiky. Dále je pro návrh filtru potřeba z vypočítaných hodnot Q_e a M určit vzdálenost d (buzení typu A – viz. obr. 6.9a) pro navázání mikropásku k rezonátoru a podle typu vazby vzdálenost mezi rezonátory s (viz. obr. 6.26). Následující vztahy jsou odvozeny z výsledků EM simulací pro rezonátor analyzovaný v kapitole 6. Závislost d na Q_e při konstantní šířce $w = 1,5$ mm lze aproximovat funkcí

$$d = 0,4911 \cdot \ln(Q_e) - 2,1016 \text{ [mm]} \text{ pro } Q_e = 5 \dots 45. \quad (7.2)$$

Bylo zjištěno, že pro hodnoty vazebního koeficientu platí s dostatečnou přesností následující vztahy:

Vazba E (pro $M = 0,008 \dots 0,040$ při s od 3 mm do 0,2 mm):

$$s = -1,7197 \cdot \ln(M) - 5,3444 \text{ [mm]} \quad (7.3)$$

Vazba H (pro $M = 0,090 \dots 0,259$ při s od 3 mm do 0,2 mm):

$$s = 12,716 \cdot e^{-15,706 \cdot M} \text{ [mm]} \quad (7.4)$$

Vazba EH1 (pro $M = 0,036 \dots 0,106$ při s od 3 mm do 0,5 mm):

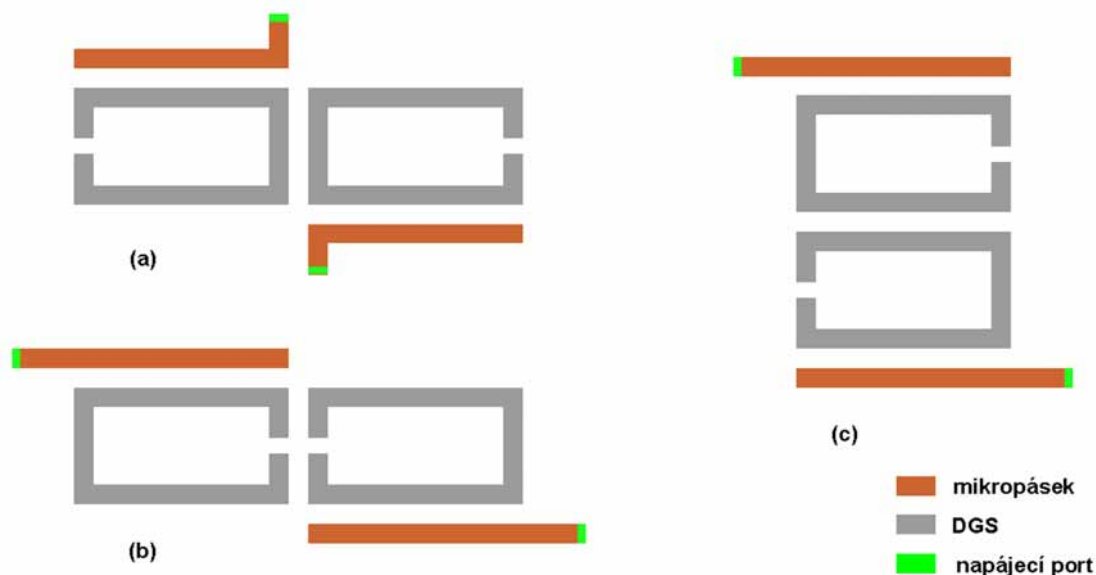
$$s = -2,3241 \cdot \ln(M) - 4,7756 \text{ [mm]} \quad (7.5)$$

7.1 Pásmové propusti 2. řádu

Pásmovou propust lze s DGS rezonátorem uvedeným v kapitole 6.4 realizovat v několika variantách. Na základě předcházející analýzy vlastností jednotlivých typů buzení rezonátorů byl zvolen způsob navázání vstupního a výstupního mikropáskového vedení označený jako typ A (viz. obr. 6.9a). Vzhledem k dosažitelným vazebním koeficientům bude použití jednotlivých způsobů vazby záviset na relativní šířce pásma filtru FBW , protože tento parametr rozhodující měrou ovlivňuje velikost potřebného vazebního koeficientu. U všech navrhovaných pásmových propustí byla uvažována Čebyševova aproximace frekvenční charakteristiky.

Možné konfigurace pásmových propustí druhého řádu s uvedeným rezonátorem jsou zobrazeny na obr. 7.1. Podle intenzity jednotlivých typů vazby (viz. obr. 6.27) a výpočetních vztahů (7.1) lze předpokládat že uspořádání z obr. 7.1a bude optimální pro nejmenší šířky pásma, naopak filtr podle obr. 7.1b se bude hodit pro největší šířky pásma díky možnosti realizovat silnou vazbu. Uspořádání 7.1c bude vhodné pro šířky pásma mezi těmito krajními možnostmi.

Teoreticky by bylo možné i pomocí uspořádání 7.1b při dostatečné vzdálenosti rezonátorů realizovat slabou vazbu pro dosažení malé šířky pásma filtru, ale toto řešení přináší dvě podstatné nevýhody. Jednak se zbytečně zvětšuje celkový rozměr filtru a za druhé dochází díky výsledné velké fyzické vzdálenosti rezonátorů k podstatným ztrátám způsobeným tím, že se elektromagnetické pole uzavírá přes velký objem dielektrika, které je ztrátové. Pak dochází k deformaci přenosové charakteristiky a ke zvyšování útlumu v pásmu propustnosti filtru. Proto je žádoucí při realizování slabé vazby zvolit takovou konfiguraci, aby rezonátory nebyly od sebe zbytečně daleko vzdáleny.



Obr. 7.1. Možné konfigurace pásmových propustí druhého řádu s DGS.

7.1.1 Pásmová propust s vazbou E

Vazba E na obr. 7.1a je díky nejmenším hodnotám koeficientu vazby ze všech tří případů nejvhodnější pro realizaci úzkopásmových filtrů. Pro ověření byl navrhnut filtr podle Čebyševovy aproximace se středním kmitočtem $f_0 = 2400$ MHz, šířkou pásma 2,5 % (tedy $FBW = 0,025$) a max. zvlněním v propustném pásmu $L_{Ar} = 0,1$ dB (s_{11} max.

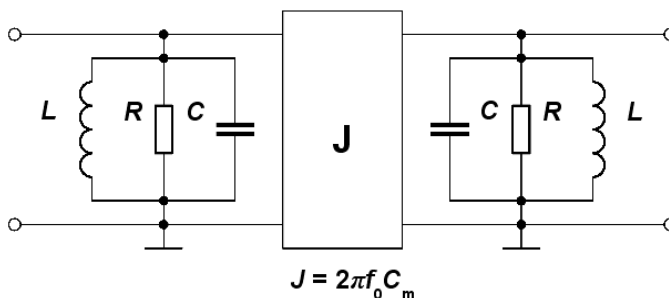
-16,4 dB). Z rovnic (6.22) a (6.23) lze odvodit, že pro mezní frekvence propustného pásma filtru pro dané zvlnění platí vztah

$$f_{1,2} = \pm \left(\frac{-f_0 \cdot FBW \pm \sqrt{(f_0 \cdot FBW)^2 + 4f_0^2}}{2} \right). \quad (7.6)$$

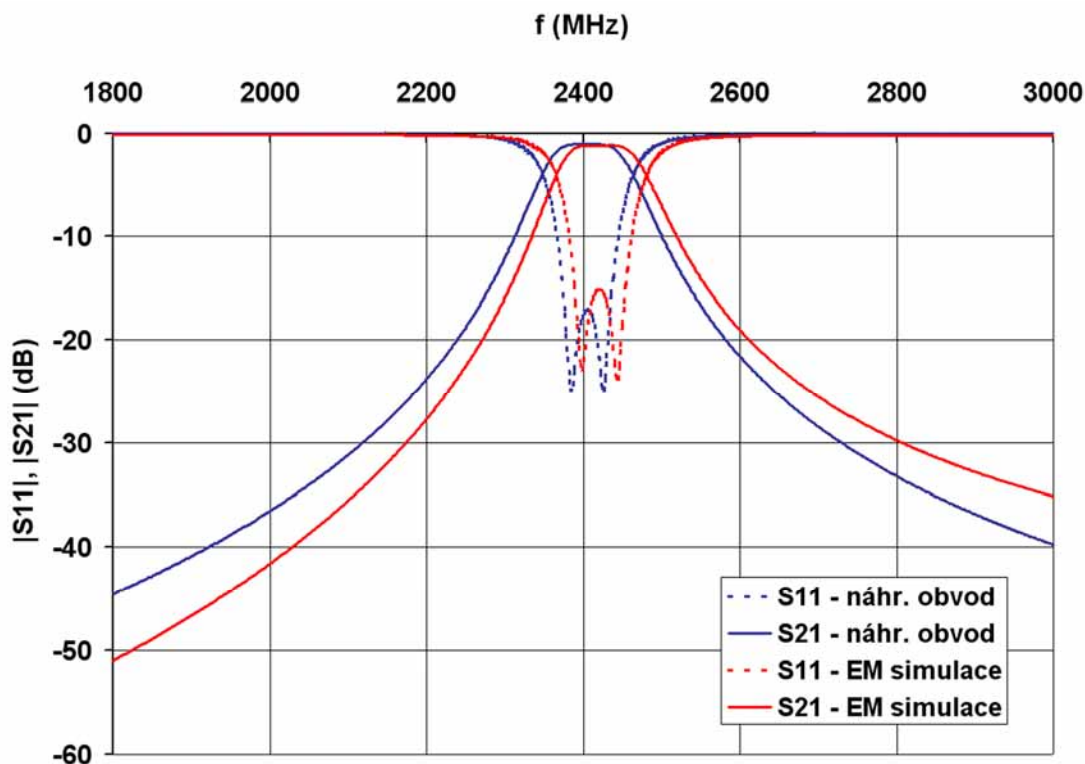
Podle (7.1) byly vypočítány hodnoty Q_e a M a pomocí vztahů (7.2) a (7.3) byly stanoveny parametry d a s , jak je uvedeno v tab. 7.1. Vzhledem k rozladění rezonátoru vlivem zatížení budícím vedením bylo nutné doladit rezonanci přesně na frekvenci f_0 . Mírnou změnu rezonanční frekvence lze při zachování konstantního Q_e realizovat laděním rozměru g (viz. obr. 6.16), který byl z původních 0,3 mm změněn na 0,34 mm. Podle závislostí stanovených v kapitole 6.4.2 byly určeny hodnoty L , C a R obvodového modelu, který je znázorněn na obr. 7.2. Hodnota kapacity C_m byla pro $k_E = M_{12}$ stanovena ze vztahu (6.4).

Tab. 7.1. Parametry filtru s vazbou E.

parametry filtru:			
f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)
2400	2,5	2370,2	2430,2
normované obvodové prvky			
g_0	g_1	g_2	g_3
1	0,8431	0,6220	1,3554
vypočtené parametry filtru			
Q_{e1}	33,7	$d = -0,37$ mm	
Q_{e2}	33,7	$g = 0,34$ mm	
M_{12}	0,035	$s = 0,44$ mm	
parametry obvodového modelu filtru			
L (nH)	C (pF)	R (Ω)	C_m (pF)
0.098	44.696	397	1,542



Obr. 7.2. Náhradní obvodový model filtru s vazbou E.



Obr. 7.3. Simulované frekvenční charakteristiky náhradního obvodu a 3D modelu filtru.

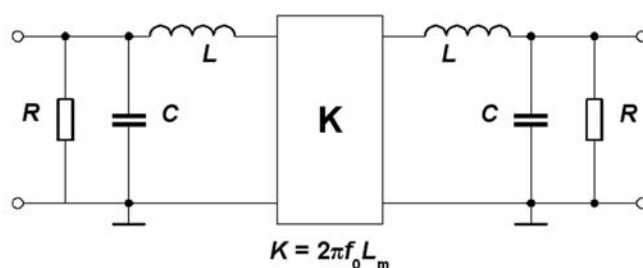
Jak je vidět z obr. 7.3, simulace náhradního obvodu se dobře shodují s EM simulací trojrozměrného modelu filtru. Rovněž shoda mezi požadavky návrhu a EM simulací je velmi dobrá i když je patrný mírný posun střední frekvence k vyšším kmitočtům. Rozdíl mezi středním kmitočtem požadovaným při návrhu a EM simulací je 0,9 %. Šířka pásma vypočtená EM simulací je 2,6 %, vložný útlum filtru je na střední frekvenci 1 dB.

7.1.2 Pásmová propust s vazbou H

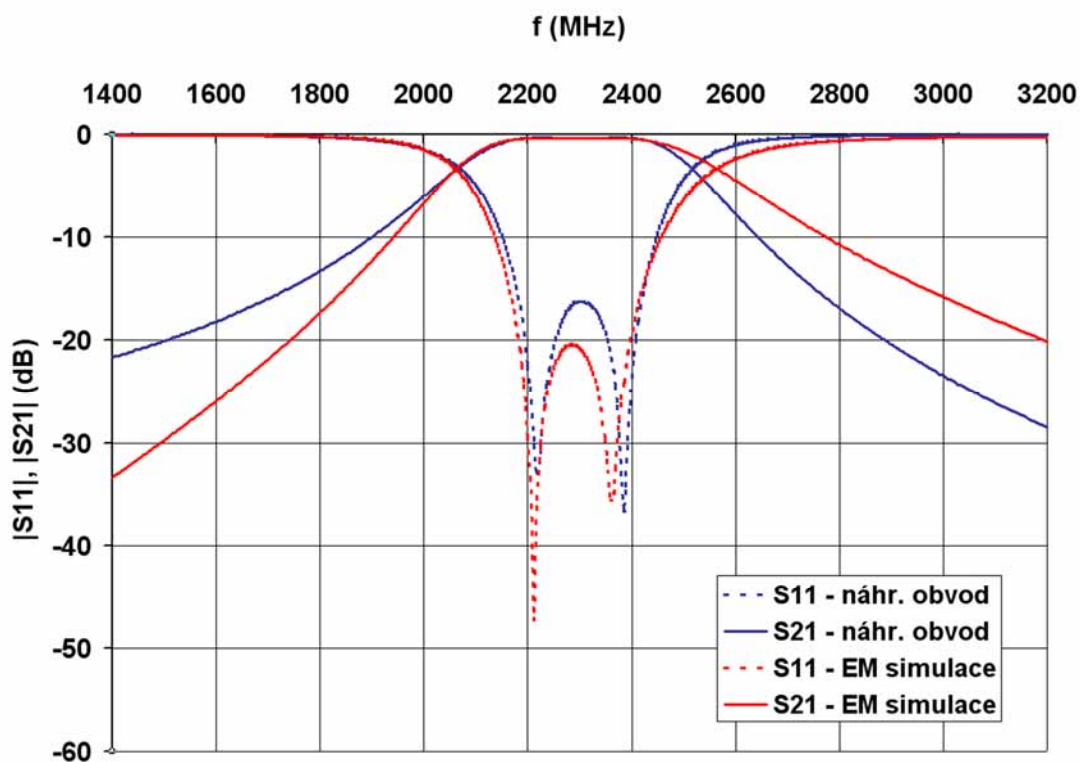
Vazba H dosahuje nejvyšších hodnot vazebního koeficientu, je tedy vhodná pro realizaci filtrů s větší šířkou pásma. Byla navržena pásmová propust se střední frekvencí 2300 MHz, šířkou pásma 12 % a max. zvlněním 0,1 dB. Jak je uvedeno v tab. 7.2, byly rovněž stanoveny hodnoty náhradního obvodového modelu.

Tab. 7.2. Parametry filtru s vazbou EH.

parametry filtru:			
f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)
2300	12	2187,9	2417,9
normované obvodové prvky			
g_0	g_1	g_2	g_3
1	0,8431	0,6220	1,3554
vypočtené parametry filtru			
Q_{e1}	8,4	$d = -1,05$ mm	
Q_{e2}	8,4	$g = 0,3$ mm	
M_{12}	0,138	$s = 1,45$ mm	
parametry obvodového modelu filtru			
L (nH)	C (pF)	R (Ω)	L_m (nH)
0.410	11.668	1400	0.057



Obr. 7.4. Náhradní obvodový model filtru s vazbou H.



Obr. 7.5. Simulované frekvenční charakteristiky náhradního obvodu a 3D modelu filtru.

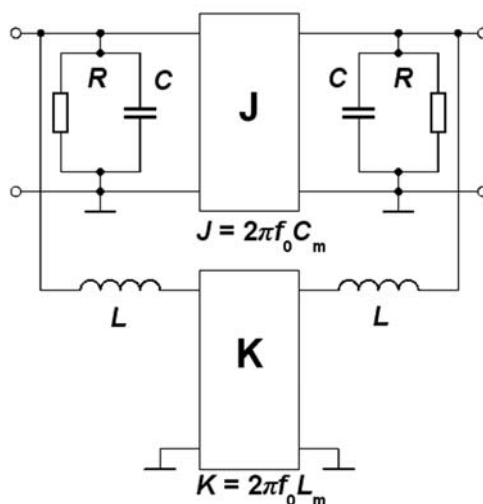
Jak je vidět z obr. 7.5, obvodová simulace náhradního obvodu a EM simulace se v okolí středního kmitočtu poměrně dobře shodují. Střední kmitočet je proti návrhu v EM simulaci posunut o 0,6 % směrem k nižším frekvencím. Šířka pásma proti navrhované hodnotě 12 % vyšla EM simulací 12,7 %. Útlum filtru je na střední frekvenci 0,3 dB.

7.1.3 Pásmová propust s vazbou EH

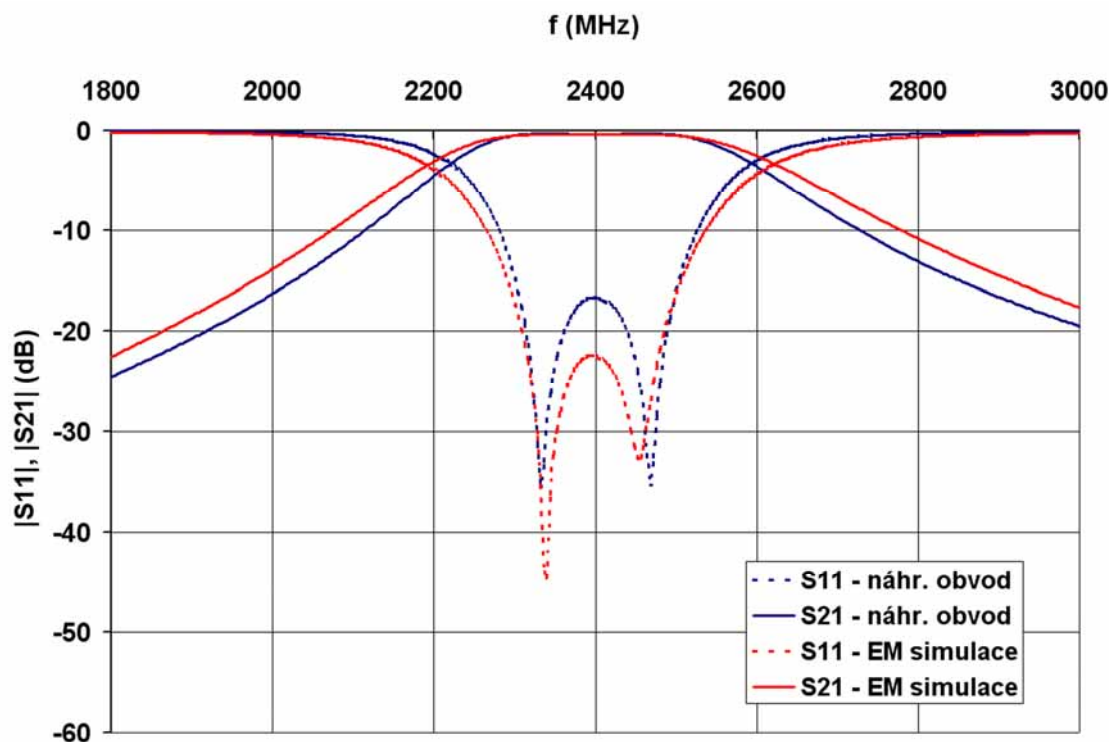
S vazbou EH byl navržen filtr se středním kmitočtem 2400 MHz, šířkou pásma 8 % a zvlněním rovněž 0,1 dB. Protože se snižujícím se Q_e rezonanční frekvence rovněž klesá (viz. kap. 6.4), bylo nutné rezonátor doladit změnou rozměru g na 2400 MHz. Podle dříve zjištěné vlastnosti, že se změnou g zůstává Q_e téměř konstantní (viz. obr.6.16), byla hodnota g změněna z původních 0,3 mm na 0,65 mm. Na obr. 7.7 je vidět dobrá shoda mezi s -parametry obvodového modelu a EM simulací.

Tab. 7.3. Parametry filtru s vazbou EH.

parametry filtru:			
f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)
2400	8	2306	2498
normované obvodové prvky			
g_0	g_1	g_2	g_3
1	0,8431	0,6220	1.3554
vypočtené parametry filtru			
Q_{e1}	10,5	$d = -0,95$ mm	
Q_{e2}	10,5	$g = 0,65$ mm	
M_{12}	0,11	$s = 0,34$ mm	
parametry obvodového modelu filtru			
L (nH)	C (pF)	$R = 1480 \Omega$	
0,315	13,977		
L_m (nH)	C_m (pF)		
1,95E-03	1,631		



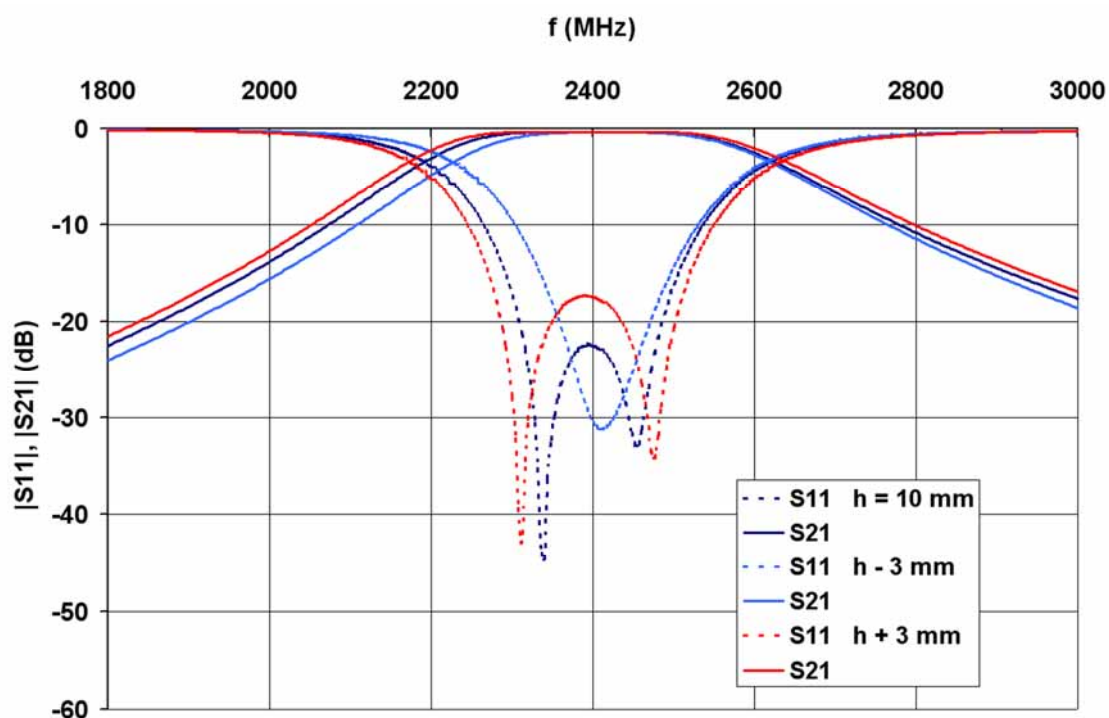
Obr. 7.6. Náhradní obvodový model filtru s vazbou EH.



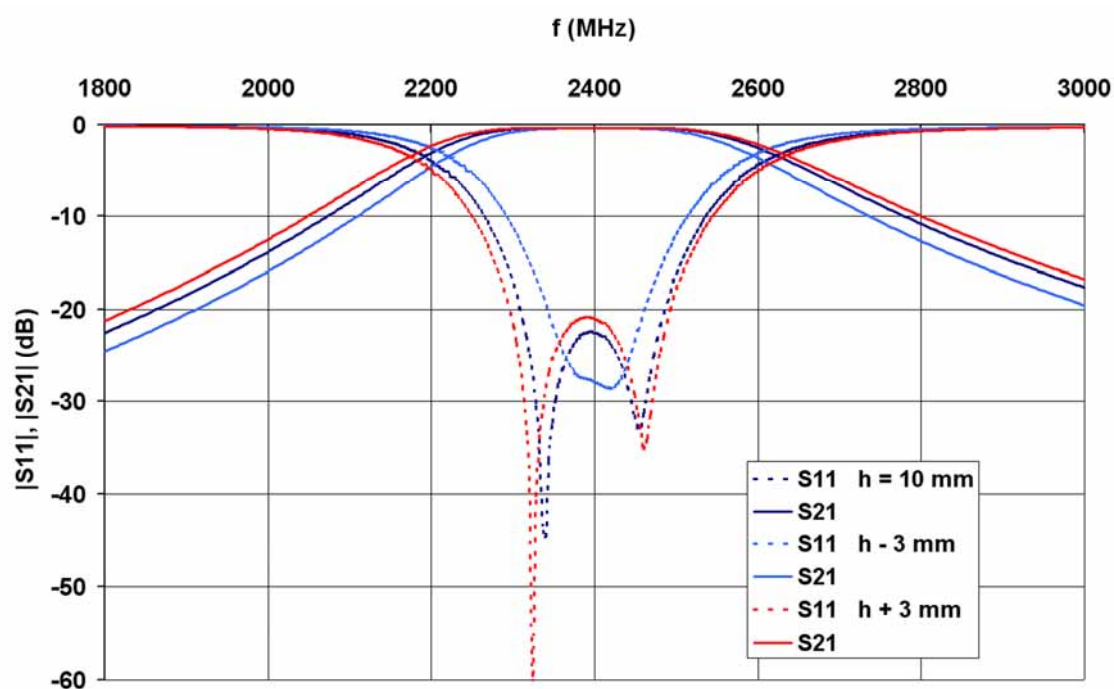
Obr. 7.7. Simulované frekvenční charakteristiky náhradního obvodu a 3D modelu filtru.

Rozdíl mezi středním kmitočtem požadovaným při návrhu a EM simulací je 0,2 % směrem k nižším frekvencím. Šířka pásma filtru je podle EM simulace 8,4 %. Útlum filtru je na střední frekvenci 0,3 dB.

Na uvedeném typu filtru je dále ukázána citlivost jeho výsledných parametrů na přesnosti dodržení výšky stínění nad strukturou filtru. obr. 7.8 ukazuje změnu simulovaných s -parametrů filtru v závislosti na změně výšky stínění nad zemní rovinou substrátu. Výška stínění nad horní stranou substrátu je ponechána konstantní 10 mm. Jak je vidět, změna výšky stínění se projeví na šířce pásma i na odrazu v propustném pásmu. Vzhledem k tomu, že výška stínění je měněna v poměrně velkém rozsahu (± 30 procent původní hodnoty), nejsou změny s -parametrů příliš výrazné. Pro substráty s vyšší permitivitou by byla tato citlivost zřejmě menší, úměrně ke zvyšující se permitivitě. Na obr. 7.9 je simulována stejná situace, ale pro variaci výšky stínění ze strany mikropásků. Výsledný efekt je podobný jako v předchozím případě, protože elektromagnetické pole DGS rezonátoru je rozloženo v prostoru po obou stranách substrátu.



Obr. 7.8. Citlivost výsledných parametrů na výšku stínění nad zemní rovinou substrátu. Ze strany mikropásků je výška stínění konstantní 10 mm.



Obr. 7.9. Citlivost výsledných parametrů na výšku stínění ze strany mikropásků. Nad zemní rovinou je výška stínění konstantní 10 mm..

7.2 Filtry vyšších řádů

S využitím výše popsaných rezonátorů lze rovněž realizovat filtry vyšších řádů s různou vzájemnou orientací rezonátorů a s různými výslednými vlastnostmi filtru. Běžně se ve filtrech s vázanými rezonátory uvažuje vazba, kdy je každý rezonátor (pokud není vstupní nebo výstupní) vázán ke dvěma dalším. Při použití více než dvou rezonátorů však může docházet také k vazbě mezi rezonátory, které spolu přímo nesousedí a jeden rezonátor je tedy vázán k více než ke dvěma dalším. Tento jev se nazývá křížová vazba (*cross coupling*) a v jeho důsledku se u filtrů s Čebyševovou aproximací (která má nuly přenosové funkce v nekonečnu) objevují na přenosové charakteristice nuly na konečných frekvencích. Toho se dá využít ke zvýšení selektivity filtru a existují postupy návrhu filtrů s křížovou vazbou [3], kde se záměrně vhodnou polohou rezonátorů vyvolává vazba mezi více než dvěma sousedícími rezonátory.

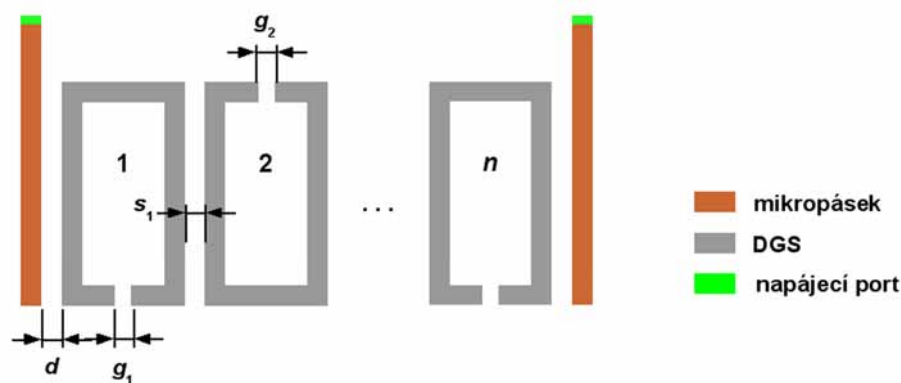
Podle toho, mezi kterými rezonátory křížová vazba vzniká jsou nuly rozmístěné po obou stranách propustného pásma nebo pouze na jeho jedné straně. Na obr. 7.10 jsou schématicky zobrazeny dvě možnosti křížové vazby mezi rezonátory. Body v obrázku znázorňují jednotlivé rezonátory. Plnou čarou je vyznačena vazba odpovídající pořadí rezonátorů, které jsou označeny pořadovými čísly. Čárkovaně je vyznačena křížová vazba. V prvním případě (obr. 7.10a) budou na frekvenční charakteristice přenosu dvě nuly po obou stranách propustného pásma, ve druhém případě (obr. 7.10b) bude jedna nula v závislosti na znaménku vazebního koeficientu pod nebo nad propustným pásmem filtru. Poloha nul je pak dána intenzitou křížové vazby.



Obr. 7.10. Křížová vazba.

7.2.1 Pásmová propust s vazbou EH - EH

Jako nejjednodušší uspořádání pro pásmovou propust vyššího řádu se jeví využití rezonátorů vázaných vazbou typu EH1 (obr. 6.26c). Pro ověření byla navržena pásmová propust třetího a pátého řádu se střední frekvencí 2400 MHz, šířkou pásma 10 % a max. zvlněním 0,1 dB. Aproximace přenosové funkce byla uvažována Čebyševova, stejně jako u všech dalších filtrů v této kapitole. Uspořádání rezonátorů filtru je zobrazeno na obr. 7.11. Filtr třetího a pátého řádu je symetrický podle prostředního rezonátoru. Podle (7.1) byly vypočítány hodnoty Q_e a M a pomocí vztahů (7.2) a (7.3) byly stanoveny parametry d a s . Vypočtené parametry obou filtrů jsou uvedeny v tab. 7.4.



Obr. 7.11. Pásmová propust n-tého řádu s vazbou EH.

Tab. 7.4. Vypočítané parametry filtru 3. a 5. řádu s vazbou EH.

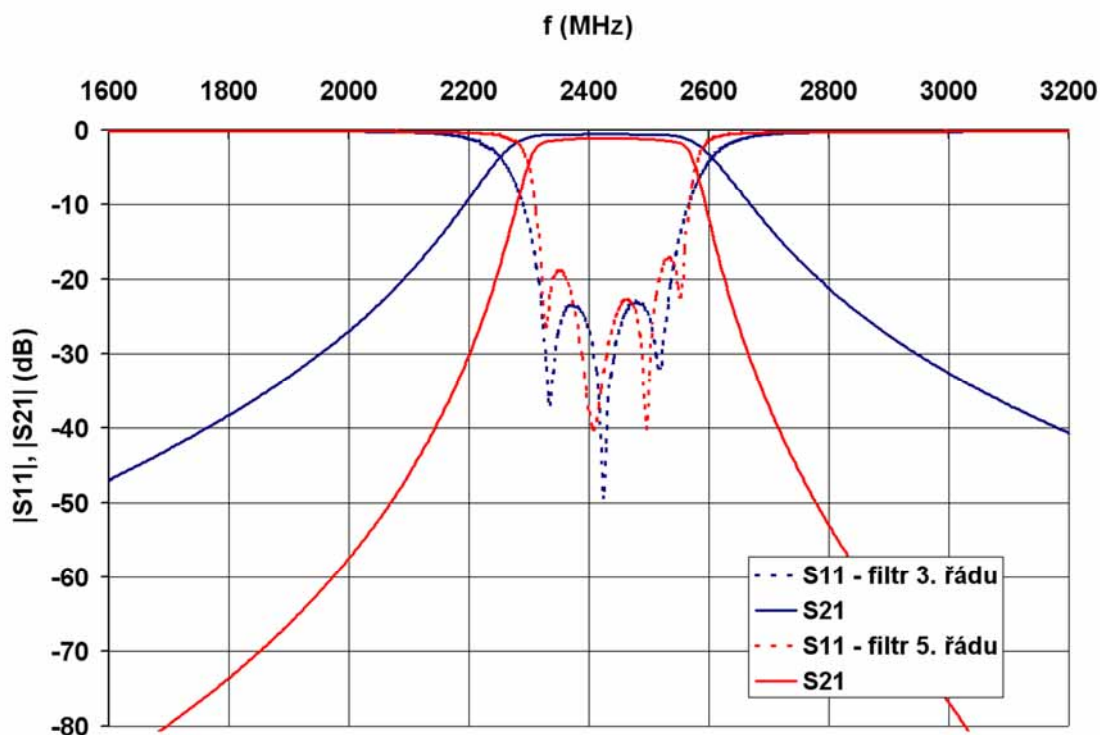
f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	L_{Ar} (dB)
2400	10	2283	2523	0,1
	Q_e	M_{12}	M_{23}	
3. řád	10,32	0,092	-	
5. řád	11,47	0,080	0,061	

Rozměry struktury filtru uvádí tab. 7.5. Jak je vidět, bylo nutné rovněž doladit rozměry g u jednotlivých rezonátorů. U rezonátoru s vazbou na mikropásek byla hodnota g_1 nejprve hrubě odhadnuta podle obr. 6.15 a následně doladěna (aby celek rezonoval přesně na f_0) pomocí EM simulace vazebního mikropásku a samotného rezonátoru. U dalších rezonátorů byla hodnota g vyladěna experimentálně podle výsledných s -parametrů celého filtru. Pro přesné doladění těchto rozměrů by bylo možné rovněž použít optimalizaci.

Obecně je možné říci, že se zmenšující se intenzitou vazby (s klesajícím vazebním koeficientem) rovněž klesá rozladění rezonátoru oproti jeho nezatíženému stavu, což je vidět na klesajícím rozdílu mezi hodnotami g a jeho nominální hodnotou 0,3 mm.

Tab. 7.5. Rozměry struktury filtru.

	d (mm)	s_1 (mm)	s_2 (mm)	g_1 (mm)	g_2 (mm)	g_3 (mm)
3. řád	-0,96	0,77	-	0,65	0,40	-
5. řád	-0,90	1,10	1,73	0,63	0,45	0,35

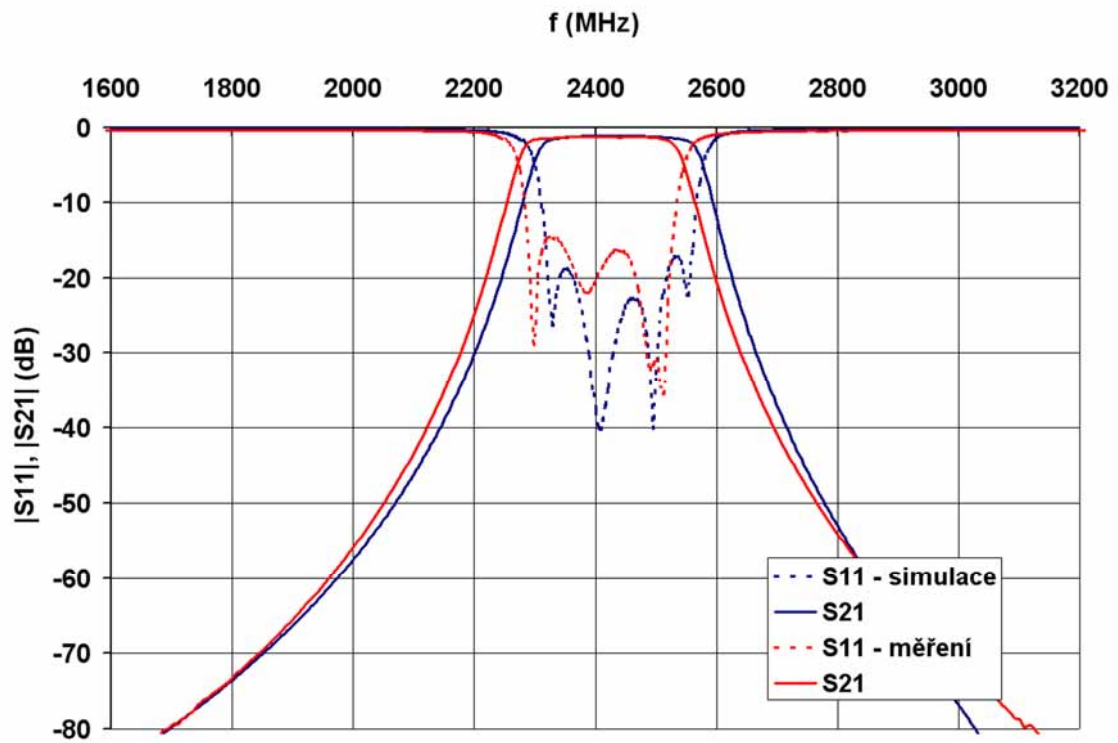
Obr. 7.12. Simulované s -parametry filtru 3. a 5. řádu.

Na obr. 7.12 jsou simulované s -parametry obou navrhovaných filtrů. Hodnoty jejich klíčových parametrů odečtené ze simulací a jejich rozdíly mezi výchozími a návrhovými hodnotami jsou shrnuty v tab. 7.6. Simulované hodnoty se poměrně dobře shodují s návrhem. Jak je vidět z tabulky, hodnoty f_0 byly pouze mírně posunuty k vyšším frekvencím. Mezní kmitočty f_1 a f_2 byly odečteny z průběhů s_{11} pro $s_{11} = -16,4$ dB (což odpovídá poklesu s_{21} o 0,1 dB, tedy max. požadovanému zvlnění). Útlum filtru 3. řádu na jeho střední frekvenci činí 0,5 dB a u filtru 5. řádu je to přibližně 1,1 dB.

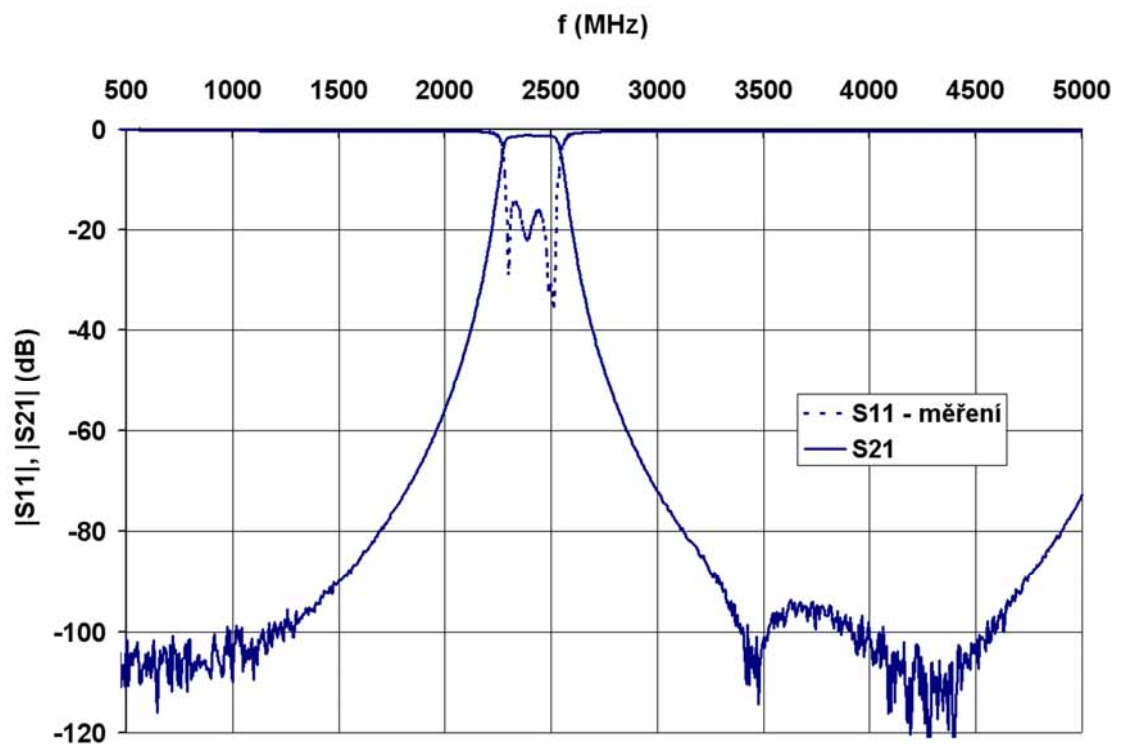
Tab. 7.6. Porovnání výsledků simulací s požadovanými parametry.

		f_0 (MHz)	odchylka f_0 (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	BW (%)
návrh		2400	-	2283	2523	10
simulace	3. řád	2424	1	2308	2545	9,8
	5. řád	2435	1,5	2318	2559	9,9

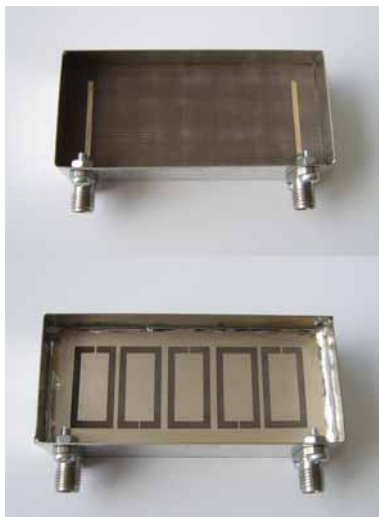
Filtr pátého řádu byl realizován pro ověření správnosti simulací. Na obr. 7.13 jsou porovnány simulované a změřené s -parametry, které se poměrně dobře shodují. Mírné nepřesnosti jsou způsobené nedokonalou výrobou a tedy nedodržením přesných rozměrů celé struktury. Ze změřených průběhů je zejména patrný mírný posun středního kmitočtu směrem k nižším frekvencím. Na obr. 7.14 je odraz s_{11} a přenos s_{21} změřený v pásmu kmitočtů 0,5 až 5 GHz. Realizovaný vzorek je vyfotografován na obr. 7.15.



Obr. 7.13. Simulované a změřené s -parametry filtru 5. řádu.



Obr. 7.14. Změřené s -parametry filtru 5. řádu v pásmu 0,5 až 5 GHz.

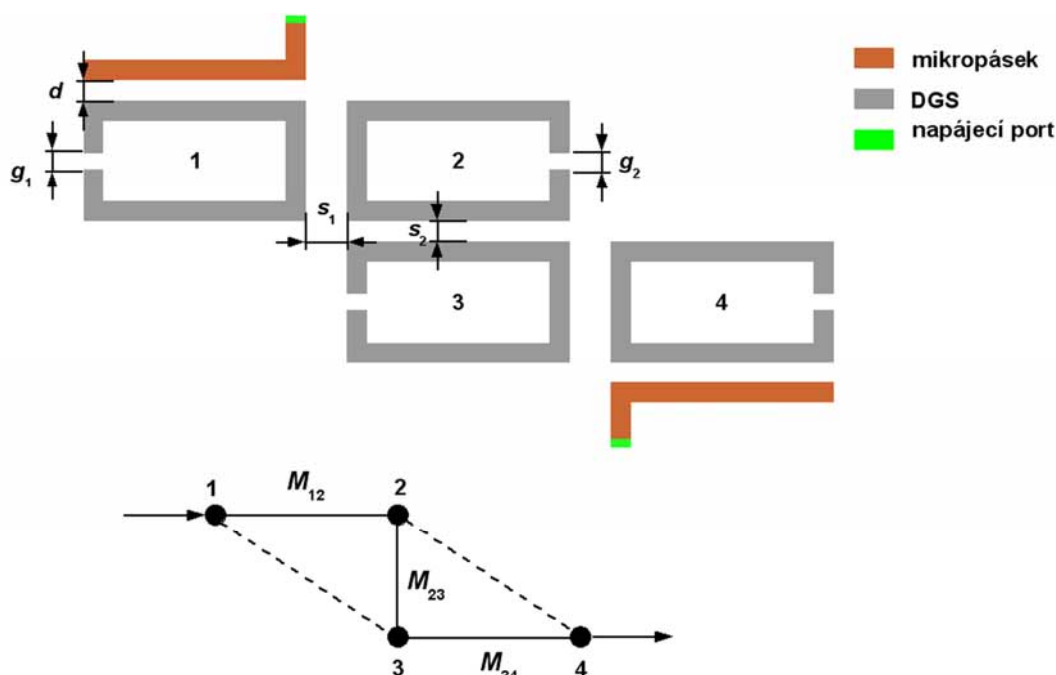


Obr. 7.15. Fotografie realizovaného filtru (rozměry desky 67 x 30 mm).

7.2.2 Pásmová propust čtvrtého řádu s vazbou E – EH – E

Pro návrh filtru s malou šířkou pásma (kdy hodnoty vazebních koeficientů vychází nízké) je výhodné použít vazbu, která umožňuje dosáhnout malých vazebních koeficientů a zároveň fyzická vzdálenost vázaných rezonátorů zůstává poměrně malá. Při realizování slabé vazby velkou vzdáleností rezonátorů pak narůstají ztráty a tím i útlum v propustném pásmu, protože elektromagnetické pole vazby se rozprostírá na velkou vzdálenost v prostředí, které je ztrátové. Pro úzkopásmovější filtry je tedy výhodná vazba E (viz. kap. 7.1.1). S vazbou EH je rovněž možné dosáhnout poměrně malých hodnot vazebního koeficientu při zachování vlastností popsaných výše.

Pro konstrukci pásmové propusti 4. řádu se tedy nabízí uspořádání zobrazené na obr. 7.16. Jedná se o rezonátory vázané vazbou E a EH. Filtr je symetrický, jsou tedy uvedeny pouze rozměry v jedné polovině symetrie. Na obr. 7.16 je nakreslen schématický diagram vazeb mezi jednotlivými rezonátory. Plnou čarou jsou znázorněny vazby, se kterými se počítá při návrhu filtru. Rezonátory 1,3 a 2,4 jsou ve struktuře umístěny tak, aby nežádoucí vazba mezi nimi byla minimální. Přesto se může projevit efekt popsáný v úvodu kapitoly – křížová vazba (viz. obr. 7.10). Možnost této vazby mezi uvedenými rezonátory je v diagramu vyznačena čárkovaně.



Obr. 7.16. Pásmová propust čtvrtého řádu – konfigurace rezonátorů a vazební koeficienty.

Pro ověření funkčnosti tohoto uspořádání byl navržen filtr se střední frekvencí 2400 MHz, šířkou pásma 4 % a max. zvlněním 0,1 dB. Po vypočtení vazebních koeficientů a Q_e vstupního a výstupního rezonátoru byly opět podle (7.2) až (7.5) vypočítány i rozměry d , s_1 a s_2 , jak je uvedeno v tab. 7.7. Pro přesné doladění rezonance vstupního rezonátoru byla simulací zjištěna optimální hodnota $g_1 = 0,35$ mm, hodnota g_2 byla několika iteracemi doladěna experimentálně.

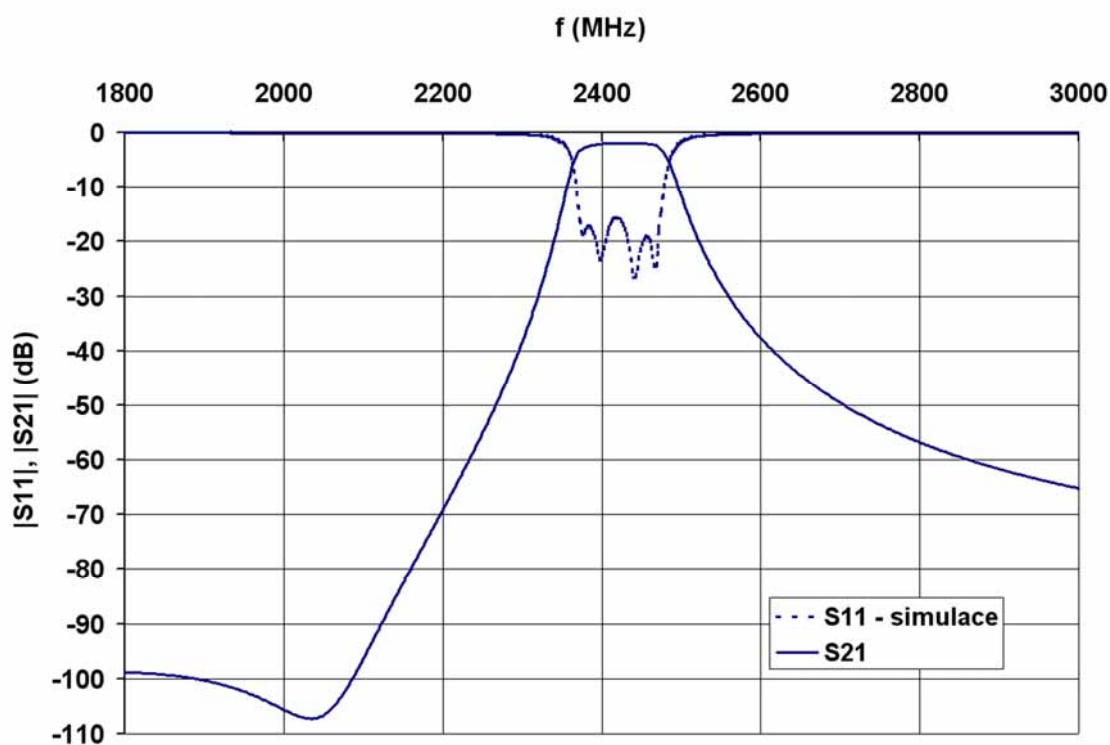
Tab. 7.7. Vypočítané parametry a rozměry filtru.

f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	L_{Ar} (dB)
2400	4	2352,5	2448,5	0,1
Q_e	M_{12}	M_{23}		
27,72	0,033	0,026		
d (mm)	s_1 (mm)	s_2 (mm)	g_1 (mm)	g_2 (mm)
-0.47	0.51	3.68	0.35	0.48

V tab. 7.8 jsou porovnány hodnoty parametrů simulované struktury filtru s předpoklady při návrhu. Jak je vidět, simulace vykazuje dobrou shodu s návrhem. Na obr. 7.17 jsou zobrazeny simulované S- parametry pásmové propusti od 1,8 GHz do 3 GHz. Přibližně na frekvenci 2,05 GHz je patrné minimum přenosové charakteristiky (nula na přenosové charakteristice), které je zřejmě způsobeno parazitní vazbou mezi nesousedícími rezonátory, jak bylo uvedeno výše. tab. 7.8 shrnuje dosažené parametry podle simulace a jejich porovnání s návrhem. Útlum filtru je při takto malé šířce pásma již poměrně velký – téměř 2 dB na střední frekvenci.

Tab. 7.8. Navrhované a simulované parametry.

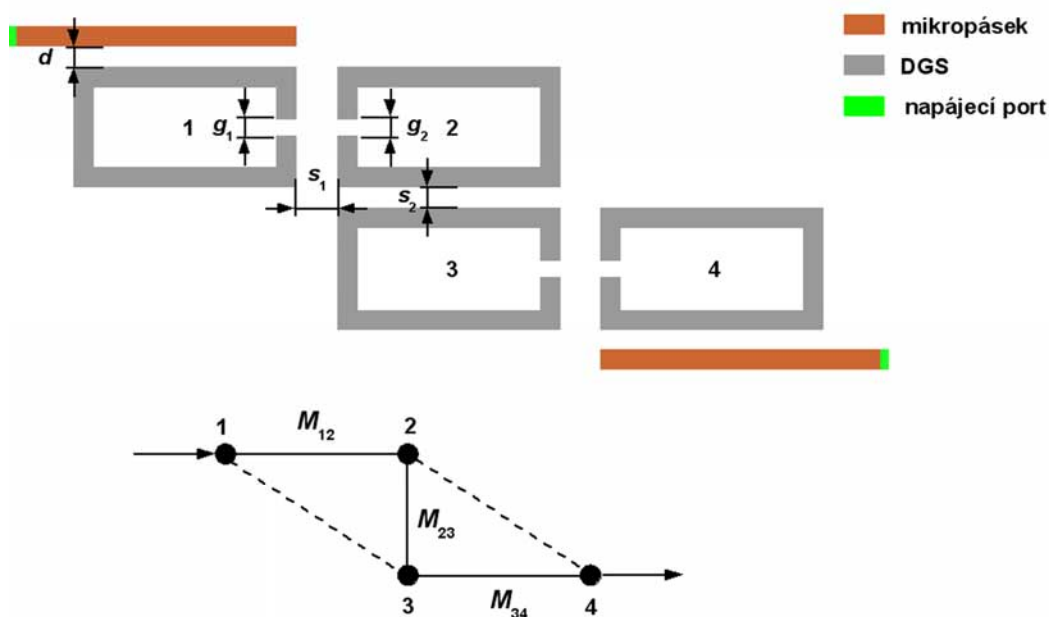
	f_0 (MHz)	odchylka f_0 (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	BW (%)
návrh	2400	-	2352,5	2448,5	4
simulace	2421,5	0,9	2372	2472	4,1



Obr. 7.17. Pásmová propust čtvrtého řádu – EM simulace.

7.2.3 Pásmová propust čtvrtého řádu s vazbou H – EH – H

Pro návrh filtru s větší šířkou pásma je možné použít podobnou konfiguraci rezonátorů jako v předchozím případě. Rozdíl je v použití vazby H pro realizaci vyššího vazebního koeficientu (těsnější vazby). Uspořádání filtru je zobrazeno na obr. 7.18. Opět je zde možnost vzniku slabé nežádoucí vazby mezi rezonátory 1,3 a 2,4, jak je schématicky naznačeno na obr. 7.18.



Obr. 7.18. Pásmová propust čtvrtého řádu – konfigurace rezonátorů a vazební koeficienty.

Pro ověření byl navržen filtr se střední frekvencí 2300 MHz, šířkou pásma 15 % a max. zvlněním 0,1 dB. Jeho parametry a vypočítané rozměry jsou uvedeny v tab. 7.9. Rezonanční frekvence vstupního rezonátoru je opět doladěna na přesnou hodnotu úpravou g_1 a rezonátory 2 a 3 byly experimentálně doladěny pomocí g_2 .

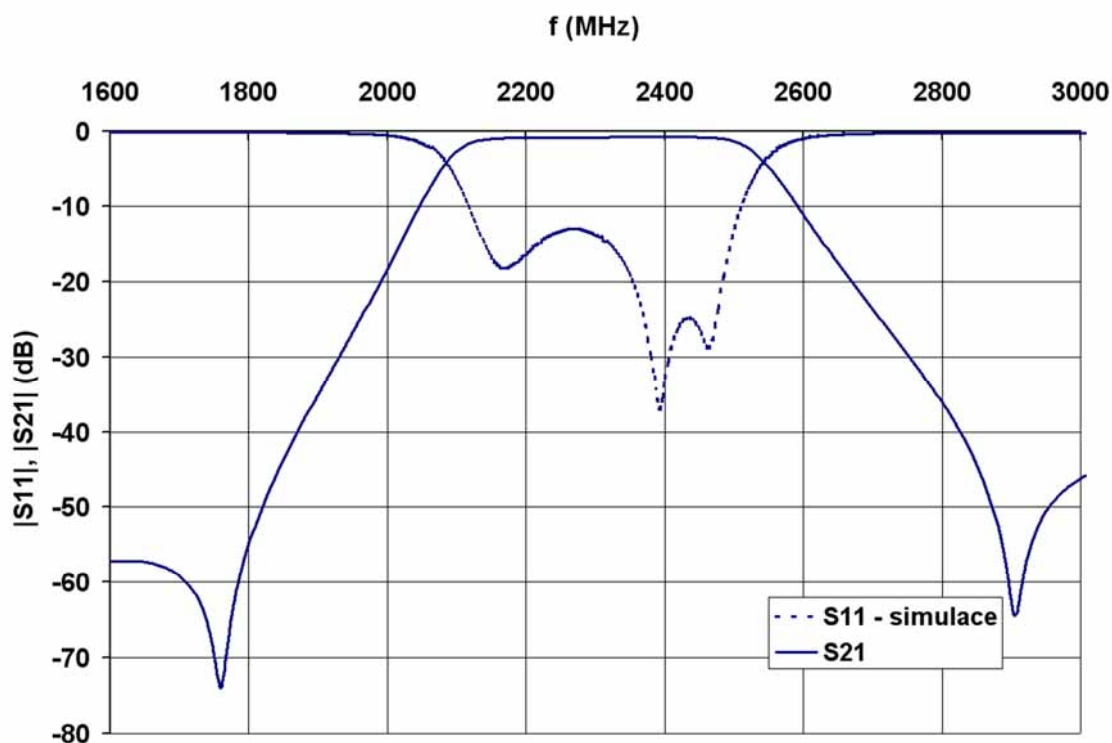
Tab. 7.9. Vypočítané parametry a rozměry filtru.

f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	L_{Ar} (dB)
2300	15	2134	2479	0,1
Q_e	M_{12}	M_{23}		
7,4	0,125	0,099		
d (mm)	s_1 (mm)	s_2 (mm)	g_1 (mm)	g_2 (mm)
-1,12	1,79	0,61	0,4	0,15

Jak je vidět z tab. 7.10, bylo opět dosaženo dobré shody mezi předpoklady při návrhu a simulací filtru. Na průběhu přenosu filtru na obr. 7.19 jsou patrné dvě nuly po obou stranách propustného pásma. Útlum činí přibližně 0,8 dB na střední frekvenci.

Tab. 7.10. Navrhované a simulované parametry.

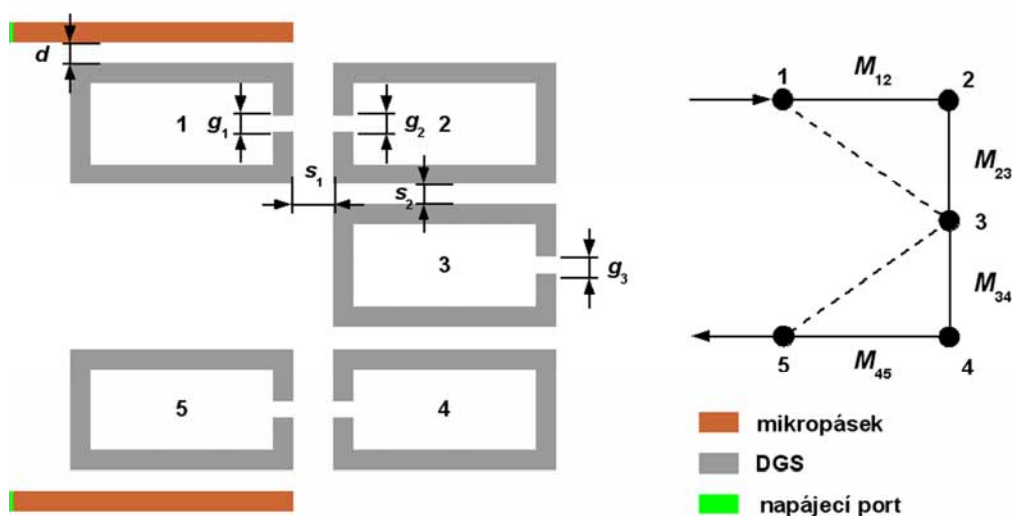
	f_0 (MHz)	odchylka f_0 (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	BW (%)
návrh	2300	-	2134	2479	15
simulace	2311	0,5	2144	2491	15



Obr. 7.19. Pásmová propust čtvrtého řádu – EM simulace.

7.2.4 Pásmová propust pátého řádu s vazbou H – EH – EH – H

Poslední typ filtru jehož vlastnosti byly zkoumány je pásmová propust pátého řádu s rozmístěním rezonátorů jak je uvedeno na obr. 7.20. Díky využití vazby H je tato konfigurace vhodná pro návrh filtru s větší šířkou pásma. Struktura je symetrická podle třetího rezonátoru a schéma vazeb mezi jednotlivými rezonátory je rovněž uvedeno na obr. 7.20. Stejně jako u předchozích dvou typů je zde možnost slabé nežádoucí vazby mezi rezonátory 1,3 a 3,5.



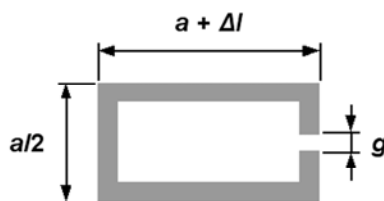
Obr. 7.20. Pásmová propust pátého řádu – konfigurace rezonátorů a vazební koeficienty.

Pro toto uspořádání byla navržena pásmová propust se střední frekvencí 2300 MHz, šířkou pásma 15 % a max. zvlněním 0,1 dB. Vypočítané parametry filtru uvádí tab. 7.11.

Tab. 7.11. Vypočítané parametry a rozměry filtru.

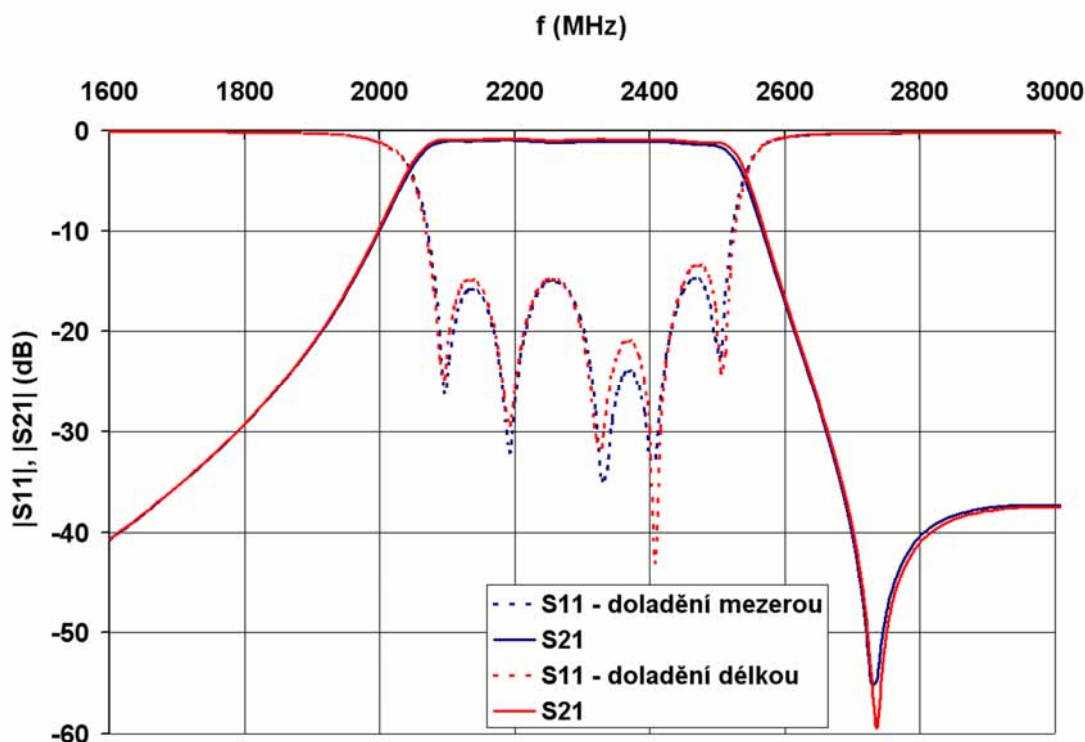
f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	L_{Ar} (dB)
2300	15	2134	2479	0,1
Q_e	M_{12}	M_{23}		
7,6	0,120	0,091		
d (mm)	s_1 (mm)	s_2 (mm)	g_1 (mm)	
-1,1	1,94	0,79	0,4	
g_2 (mm)	g_3 (mm)	Δl (mm)		
0.3	0.3	0.6		

Rezonanční frekvence vstupního rezonátoru byla přesně doladěna změnou g z 0,3 mm na 0,4 mm. Dále bylo nutné rovněž doladit zbývající rezonátory. Simulace ukázaly, že optimální hodnota g_2 a g_3 by byla 0,15 mm. Protože byl tento filtr vybrán pro realizaci a tento rozměr by byl na hranici možností výrobní technologie, byl nalezen alternativní způsob doladění smyčky. Rozměr $g = 0,3$ mm zůstal nezměněn a změny rezonanční frekvence bylo dosaženo laděním délky delší strany rezonátoru o Δl , přičemž kratší strana byla ponechána konstantní (viz. obr. 7.21).



Obr. 7.21. Doladění rezonátoru délkou.

Rozdíl mezi těmito dvěma způsoby ladění a vliv na výsledné s -parametry je vidět na obr. 7.22. Z obrázku je patrné, že rozdíly mezi těmito dvěma způsoby jsou při malé hodnotě Δl minimální a doladění délkou je tedy možné použít pro snadnější realizaci filtru. Výsledná hodnota $\Delta l = 0,6$ mm byla nalezena experimentálně několika simulacemi.



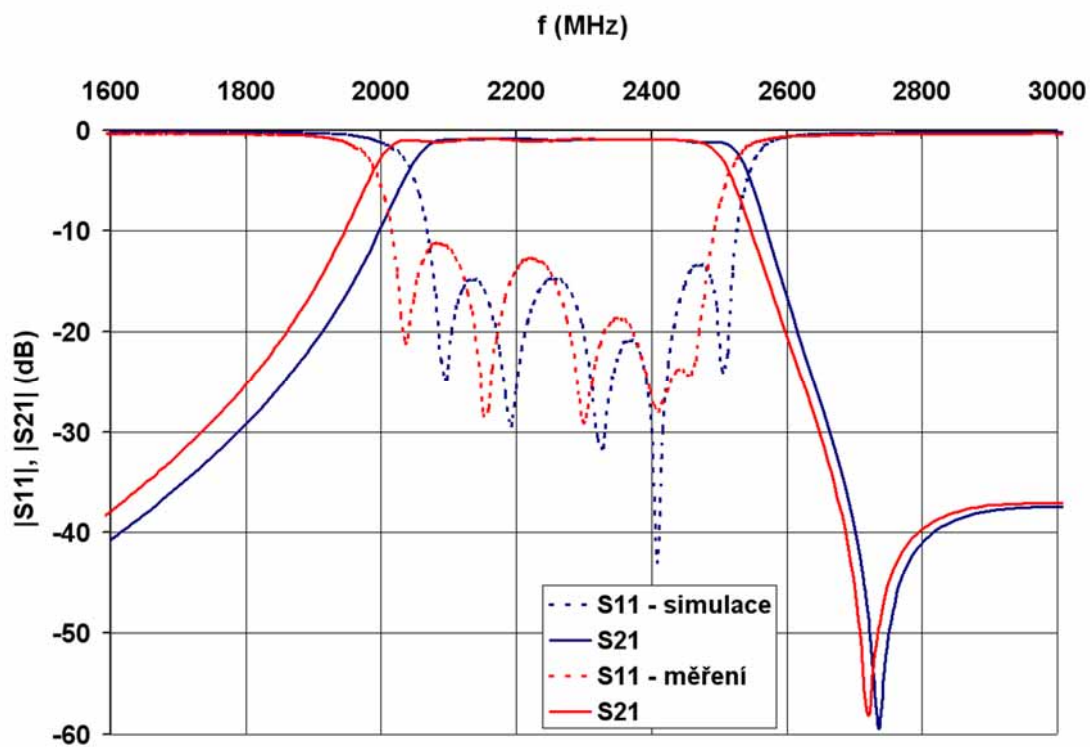
Obr. 7.22. Porovnání výsledků dvou možností přesného doladění rezonátorů (doladění mezerou – $g = 0,15$ mm, doladění délkou – $\Delta l = 0,6$ mm).

Porovnání návrhu a výsledku simulací výsledné struktury je uvedeno v tab. 7.21. Střední frekvence se dobře shoduje s návrhovou hodnotou, výraznější odchylka je vidět u šířky pásma, kde došlo ke zvětšení výsledné šířky pásma o 4 % oproti návrhu. Útlum na středním kmitočtu je zde přibližně 0,9 dB. Jak je vidět ze simulovaných průběhů s_{21} , přenosová charakteristika vykazuje nulu na horní straně propustného pásma.

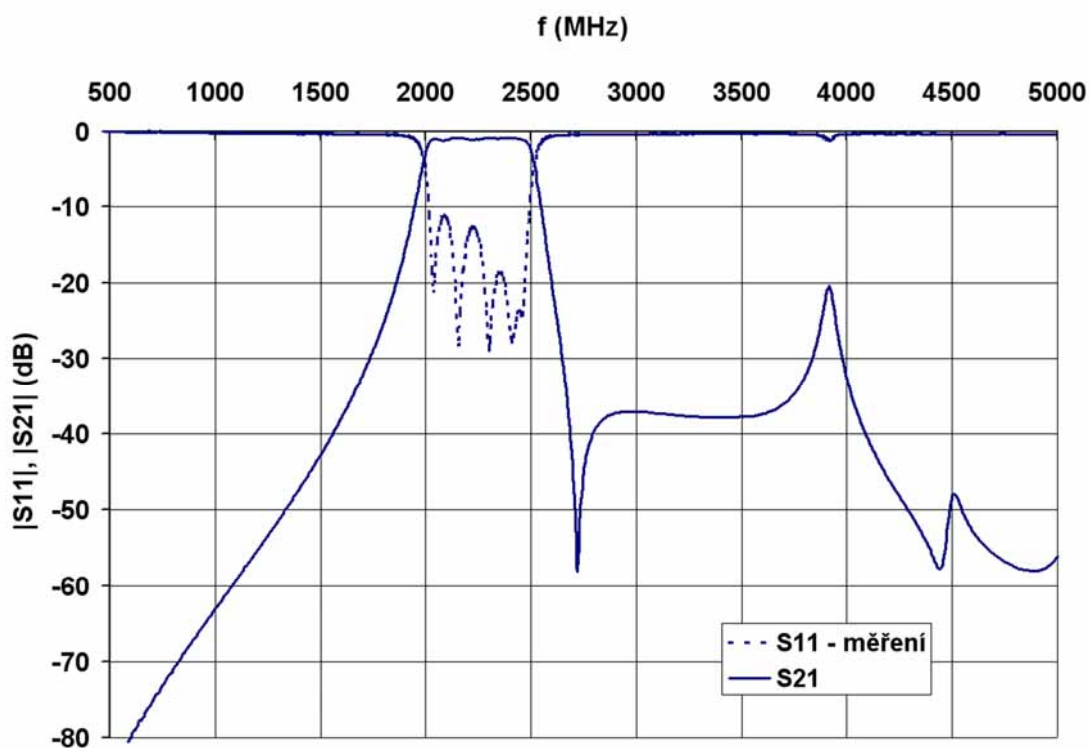
Tab. 7.12. Navrhované a simulované parametry.

	f_0 (MHz)	odchylka f_0 (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	BW (%)
návrh	2300	-	2134	2479	15
simulace	2288	-0,5	2080	2517	19

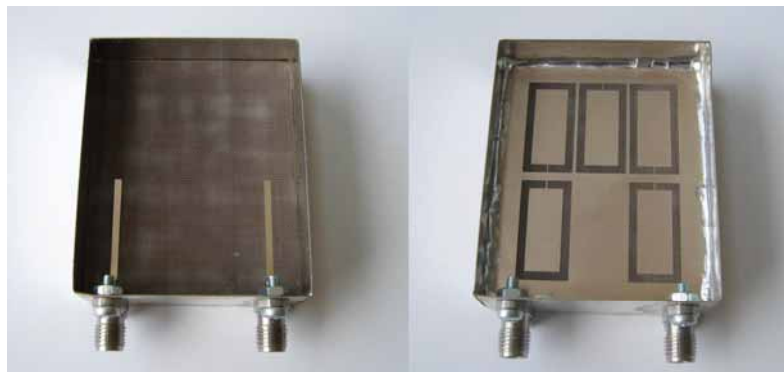
Pásmová propust byla realizována a byly proměřeny její parametry. Porovnání simulace a měření ukazuje obr. 7.23. Simulované a změřené průběhy se poměrně dobře shodují. Na obr. 7.24 jsou zobrazeny změřené s -parametry v rozsahu 0,5 až 5 GHz a na obr. 7.25 je fotografie realizovaného vzorku.



Obr. 7.23. Porovnání simulovaných a změřených s -parametrů.



Obr. 7.24. Změřené s -parametry filtru 5. řádu v pásmu 0,5 až 5 GHz.



Obr. 7.25. Fotografie realizovaného filtru (rozměry desky 52 x 43 mm).

7.3 Zhodnocení výsledků

V této kapitole byly zkoumány vlastnosti filtrů typu pásmová propust s využitím šterbinových rezonátorů ve tvaru obdélníkových smyček v zemní ploše substrátu.

Pro různou výslednou šířku pásma filtru se hodí různé typy vazby. Z hlediska ztrát a tedy výsledného útlumu filtru je výhodné zachovat co nejmenší vzdálenost mezi jednotlivými rezonátory, aby se elektromagnetické pole vazby uzavíralo přes co nejmenší objem ztrátového dielektrika. Z tohoto důvodu je nejslabší vazba, tedy vazba E nejvhodnější pro úzkopásmové filtry, zatímco nejsilnější vazba H je vhodná pro filtry s větší šířkou pásma.

Na daném substrátu pro daný typ rezonátoru bylo navrženo několik filtrů druhého až pátého řádu. Filtry byly navrhovány s Čebyševovou aproximací přenosové charakteristiky pro maximální zvlnění 0,1 dB a s šířkami pásma od 4 do 15 procent středního kmitočtu. Menší i větší šířky pásma by již byly problematické, a to díky narůstajícím ztrátám v případě menších šířek pásma a minimálního dosažitelného Q_e vstupního rezonátoru v případě větších šířek pásma. Protože byl použit substrát s nízkou relativní permitivitou, díky které je elektromagnetické pole z velké části rozloženo v okolním prostředí, bylo důležité celou strukturu filtru stínit a s touto skutečností bylo nutné počítat již při návrhu. Dva vzorky pak byly realizovány a byly tak ověřeny výsledky simulací, se kterými byla dosažena dobrá shoda.

Typy filtrů popsané v této kapitole představují alternativu k mikropáskovým filtrům s vázanými rezonátory tvořenými mikropáskovou smyčkou. Výhodou řešení s využitím zemní plochy je možnost nastavit potřebnou intenzitu vazby mezi napájecím mikropáskem a vstupním rezonátorem pomocí překrytí mikropásku a šterbiny rezonátoru. Nenastává zde problém s výrobou úzkých šterbin mezi napájecím mikropáskem a rezonátorem. Nevýhodou je, jako u každé aplikace s DGS, nutnost stínění z obou stran substrátu.

8 Pásmové propusti s využitím kombinace DGS a mikropáskových rezonátorů

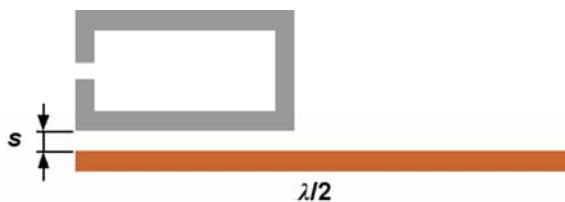
Jak již bylo zmíněno výše, výhodou kombinace mikropáskového vedení a DGS rezonátoru je jejich snadné navázání, které nezpůsobuje problémy z hlediska výroby. V této kapitole bude věnována pozornost možnosti kombinace DGS a mikropáskových rezonátorů ve struktuře filtru.

Základní myšlenkou bylo nalézt alternativu k mikropáskovému filtru s vázanými půlvlnnými rezonátory, kde se mohou vyskytnout problémy s příliš úzkými štěrbinami mezi jednotlivými rezonátory. Tento problém by bylo možné odstranit s využitím střídání DGS a mikropáskových rezonátorů, které se mohou vzájemně překrývat a není tedy problém dosáhnout různé intenzity vazby.

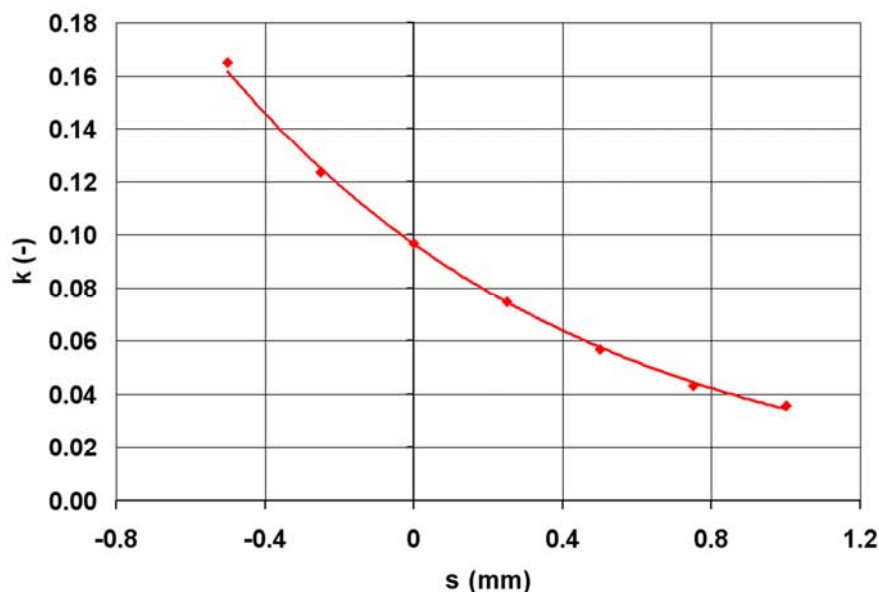
Vazba mezi půlvlnným mikropáskem a smyčkovým DGS rezonátorem je zobrazena na obr. 8.1. Velikost činitele vazby se mění změnou vzdálenosti s . Vzdálenost s může být i záporná v případě, že se bude DGS rezonátor a mikropásek překrývat. Rozměry DGS rezonátoru jsou $a = 20$ mm a $g = 0,3$ mm. Činitel vazby se stanovuje při slabé vazbě budícího vedení na každý z rezonátorů (viz. kap. 6.1.4). Konkrétně byla použita vzdálenost mezi budícím vedením a rezonátorem 2 mm. Rezonátory byly tedy téměř nezatížené. Rezonanční kmitočet DGS je v tomto případě 2408 MHz. Polovina vlnové délky na vedení na daném substrátu při charakteristické impedanci vedení 50Ω (šířka 1,5 mm) je pro tuto frekvenci 44,4 mm. Od této délky je nutné odečíst pro oba konce rezonátoru naprázdno koeficient zkrácení, vypočítaný podle vztahu (5.40). Výsledná délka půlvlnného rezonátoru je tedy 43,8 mm. Závislost vazebního koeficientu k na vzdálenosti s je zobrazena na obr. 8.2. Pro výpočet s podle zadaného vazebního koeficientu lze tuto závislost aproximovat vztahem

$$s = -0,9401 \cdot \ln(M) - 2,1997 \text{ [mm]}, \quad (8.1)$$

kde M je hodnota činitele vazby.



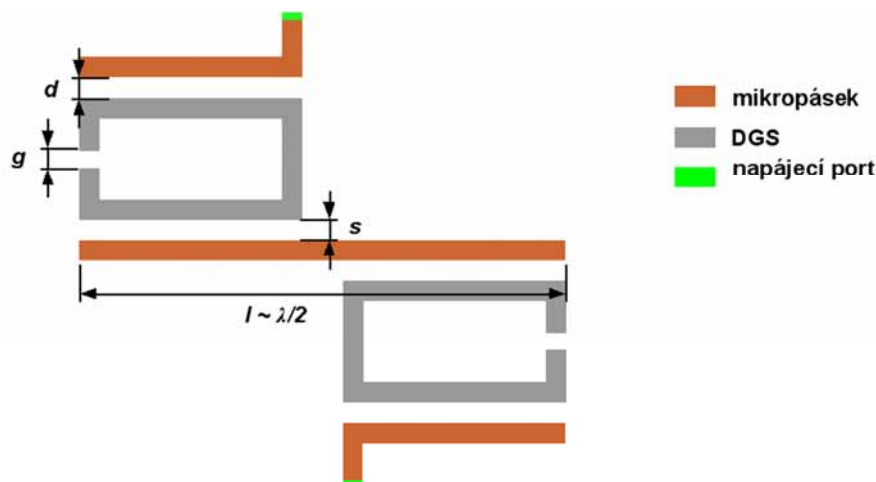
Obr. 8.1. Vazba mezi DGS rezonátorem a půlvlnným mikropáskem.



Obr. 8.2. Číselník vazby v závislosti na vzdálenosti s mezi DGS rezonátorem a půlvlnným mikropáskovým rezonátorem.

8.1 Pásmová propust 3. řádu s jedním mikropáskovým rezonátorem

Filtr 3. řádu se dvěma DGS a jedním mikropáskovým rezonátorem je znázorněn na obr. 8.3. Byla navržena pásmová propust se střední frekvencí 2400 MHz, šířkou pásma 10 % a max. zvlněním 0,1 dB. Opět byla použita Čebyševova aproximace přenosové funkce. Postup výpočtu Q_e a vazebních koeficientů M byl stejný jako u filtrů v kapitole 7 – tedy podle vztahu (7.1). Ze vztahu (7.2) byla pro dané Q_e vypočítána vzdálenost d , vzdálenost mezi mikropáskovým a DGS rezonátorem s byla vypočtena podle vztahu (8.1). Konkrétní hodnoty jsou shrnuty v tab. 8.1.



Obr. 8.3. Pásmová propust třetího řádu – rozmístění rezonátorů.

Tab. 8.1. Vypočítané parametry a rozměry filtru.

f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	L_{Ar} (dB)
2400	10	2283	2523	0,1
Q_e	M_{12}			
10,32	0,092			
d (mm)	s (mm)	g (mm)	Δl (mm)	l (mm)
-0.96	0.04	0.63	0.3	43.4

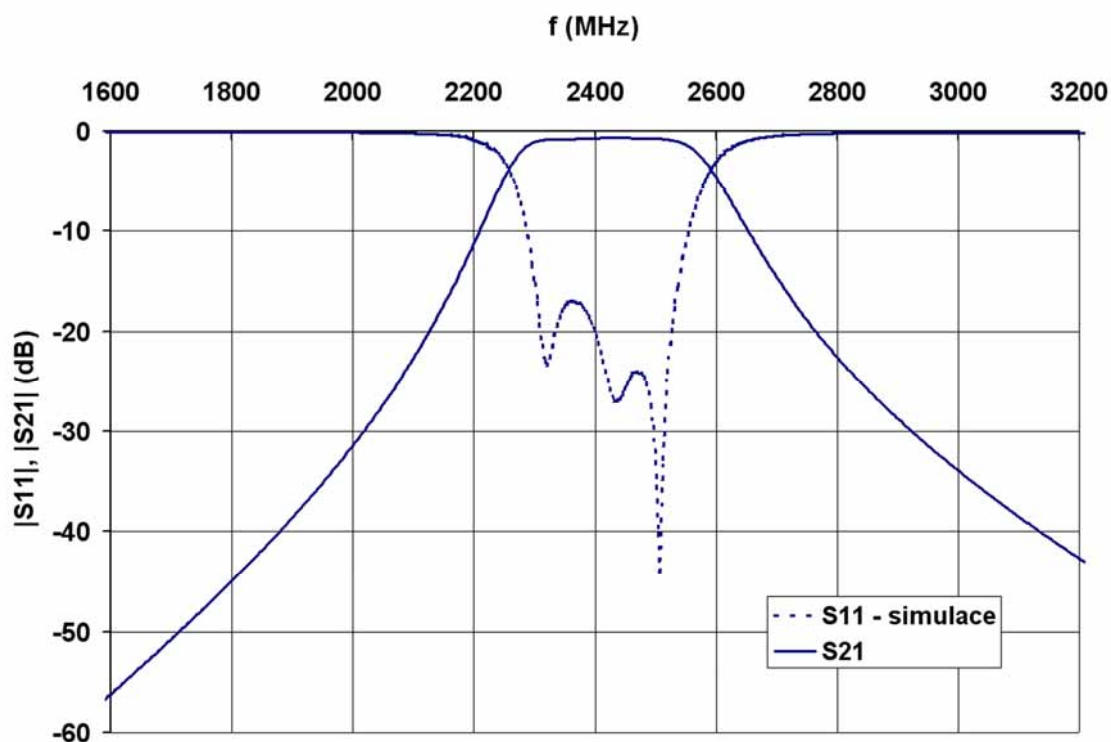
Rezonanční kmitočet DGS rezonátoru zatíženého budícím vedením musel být nejprve doladěn na 2400 MHz zvětšením rozměru g na výsledných 0,63 mm.

Polovina vlnové délky na vedení, kterým je tvořen mikropáskový rezonátor je pro střední frekvenci filtru 44,5 mm. Od této hodnoty je pro oba konce rezonátoru naprázdno odečten koeficient zkrácení $\Delta l = 0,3$ mm, vypočítaný podle vztahu (5.40). Výsledná délka mikropásku tedy byla 43,9 mm. Tato délka byla doladěna na výslednou hodnotu 43,4 mm, aby bylo dosaženo požadovaného max. zvlnění.

Na obr. 8.4 jsou zobrazeny simulované s -parametry filtru a výsledné hodnoty odečtené z těchto průběhů jsou shrnuty v porovnání s požadavky návrhu v tab. 8.2. Útlum filtru v propustném pásmu je na středním kmitočtu podle simulace 0,7 dB.

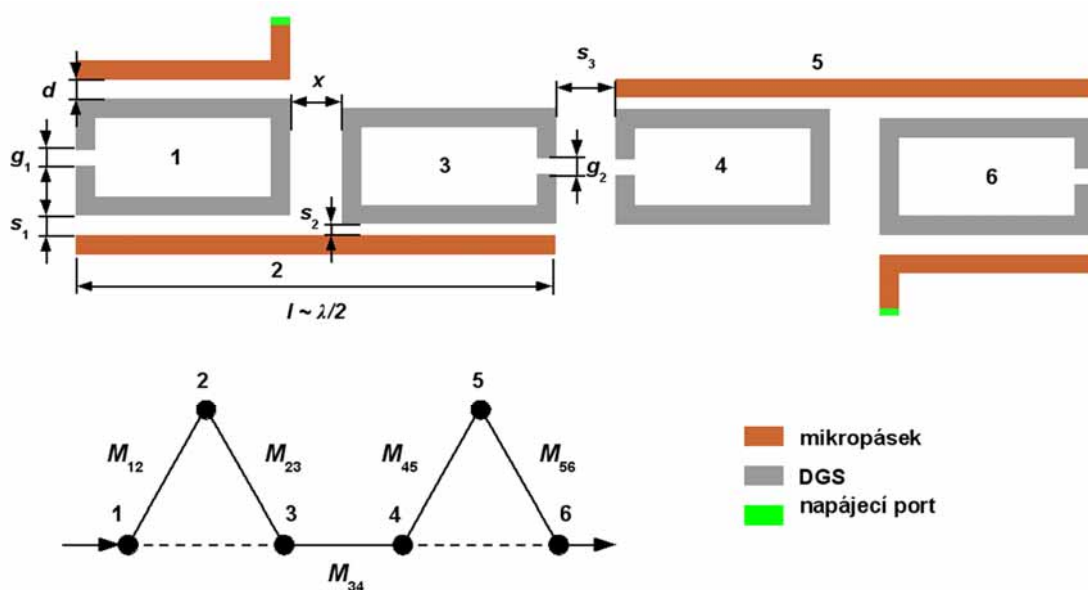
Tab. 8.2. Navrhované a simulované parametry.

	f_0 (MHz)	odchylka f_0 (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	BW (%)
návrh	2400	-	2283	2523	10
simulace	2415	0,6	2302	2534	9,6


Obr. 8.4. Pásmová propust třetího řádu – simulované s -parametry.

8.2 Pásmová propust 6. řádu se dvěma mikropáskovými rezonátory

Zajímavá možnost konstrukce pásmové propusti se nabízí kombinací čtyř DGS a dvou půlvlnných mikropáskových rezonátorů. Vznikne tak kompaktní filtr 6. řádu, jehož konfigurace a schématické znázornění vazeb je na obr. 8.5. Struktura je opět symetrická a to podle mezery s_3 . Na schématickém znázornění vazeb je vidět, že může vznikat nežádoucí vazba mezi rezonátory 1,3 a 4,6. Intenzita této vazby je dána vzdáleností označenou x . Vzhledem k tomu, že vazba mezi uvedenými rezonátory je typu E a tento typ vazby dosahuje nízkých hodnot vazebního koeficientu (viz. obr. 6.27), při dostatečné vzdálenosti x se její účinky projeví minimálně.



Obr. 8.5. Pásmová propust šestého řádu – rozmístění rezonátorů.

Filtr byl navržen se střední frekvencí 2300 MHz, šířkou pásma 15 % a max. zvlněním 0,1 dB. Po výpočtu Q_e a jednotlivých vazebních koeficientů byly podle vztahů (7.2) a (8.1) vypočítány rozměry d , s_1 , a s_2 . Podle závislosti vazebního koeficientu pro vazbu H byla podle (7.4) vypočtena vzdálenost s_3 . Konkrétní hodnoty jsou uvedeny v tab. 8.3. Polovina vlnové délky je na použitém vedení 46,5 mm. Po odečtení $2 \times 0,3$ mm byla délka půlvlnného rezonátoru stanovena na 45,9 mm.

Tab. 8.3. Vypočítané parametry a rozměry filtru.

f_0 (MHz)	BW (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	L_{Ar} (dB)
2300	15	2134	2479	0.1
Q_e	M_{12}	M_{23}	M_{34}	
7,8	0,117	0,088	0,084	
d (mm)	s_1 (mm)	s_2 (mm)	s_3 (mm)	
-1,09	-0,18	0,08	3,35	
g_1 (mm)	g_2 (mm)	Δl (mm)	l (mm)	
0,4	0,3	0,3	45,2	

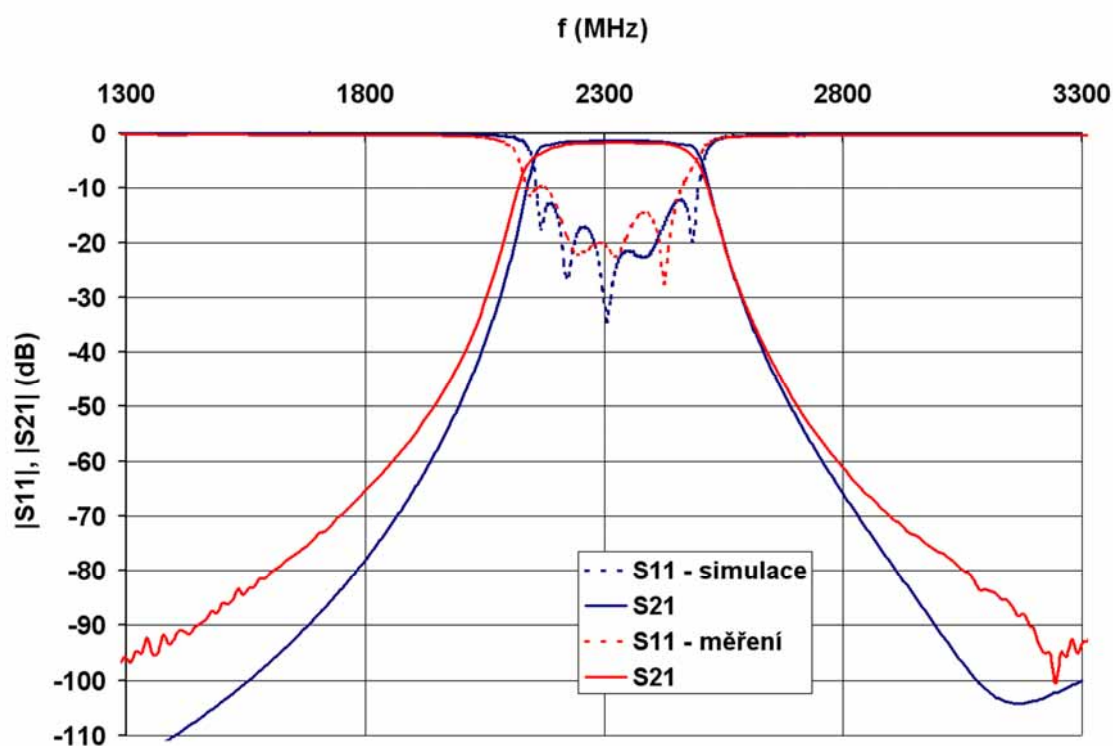
Opět bylo nutné rezonátory filtru mírně doladit, aby bylo dosaženo požadovaného tvaru frekvenční charakteristiky. Konečné rozměry g_1 , g_2 a l jsou uvedeny v tab. 8.3. V tab. 8.4 jsou pro srovnání shrnuty navrhované parametry a dosažené hodnoty získané EM simulací.

Vložný útlum tohoto filtru je v propustném pásmu 1,6 dB. Na frekvenční charakteristice přenosu s_{21} je přibližně na kmitočtu 3,1 GHz patrná nula, způsobená patrně vazbou mezi rezonátory 1,3 a 4,6. Její velká vzdálenost od středního kmitočtu filtru odpovídá velmi slabé vazbě mezi těmito rezonátory. Jak je vidět z obr. 8.5, jedná se o vazbu typu E a při vzdálenosti $x = 5,9$ mm je činitel vazby velmi malý.

Tab. 8.4. Navrhované a simulované parametry.

	f_0 (MHz)	odchylka f_0 (%)	f_1 (MHz)	f_2 (MHz)	BW (%)
návrh	2300	-	2134	2479	15
simulace	2322	0,9	2164	2461	14,1

Filtr byl realizován a byly změřeny jeho skutečné parametry. Jejich porovnání se simulací je zobrazeno na obr. 8.6. Vzhledem k nepřesnostem výroby bylo dosaženo poměrně dobré shody se simulacemi. Na obr. 8.7 je fotografie realizovaného vzorku z obou stran substrátu.



Obr. 8.6. . Pásmová propust šestého řádu – simulované a změřené s-parametry.



Obr. 8.7. Fotografie realizovaného filtru (rozměry desky 104 x 23 mm).

8.3 Zhodnocení výsledků

V této kapitole byla nastíněna možnost kombinace DGS rezonátoru, jehož vlastnostmi se zabývá kapitola 6, a rezonátoru tvořeného mikropáskovým vedením o délce poloviny vlnové délky na středním kmitočtu filtru. Tato možnost byla ověřena návrhem filtrů třetího a šestého řádu s jedním a dvěma mikropáskovými rezonátory.

Výhodou tohoto uspořádání je v případě filtru 6. řádu poměrně kompaktní tvar celé struktury, kdy jsou rezonátory umístěny po obou stranách substrátu. Vstup a výstup filtru byl vždy navázán přes DGS rezonátor. Zde byla využita výhodná možnost (oproti klasickým mikropáskovým filtrům) realizace těsné vazby překrytím vazebního mikropásku s rezonátorem na spodní straně substrátu. Pásmová propust šestého řádu byla realizována a byla tak ověřena správnost simulací.

Z výsledků lze konstatovat, že toto uspořádání je možné použít jako alternativu pro filtry s vázanými půlvlnnými rezonátory. Nevýhodou opět zůstávají větší nároky na stínění než u klasické mikropáskové konstrukce.

9 Závěr

V disertační práci byla pozornost zaměřena na mikropáskové filtry, využívající narušenou zemní plochu (DGS). Konkrétně byly zkoumány možnosti konstrukce filtrů typu dolní a pásmová propust s kombinací mikropáskových struktur a DGS rezonátorů. Samotnou práci lze po věcné stránce rozdělit do tří hlavních celků, jejichž obsah a dosažené výsledky budou dále shrnuty.

Po úvodu do stavu řešené problematiky, tak jak je prezentován v odborné literatuře, následuje první část (kapitola 4), která se zabývá vlastnostmi DGS rezonátorů obdélníkového tvaru v dolních propustech s kvazieliptickou přenosovou frekvenční charakteristikou. Tuto část práce lze charakterizovat jako experimentální úvod do problematiky DGS rezonátorů a jejich využití ve filtrech typu dolních propust. Na základě poznatků získaných o uvažovaném typu rezonátoru bylo stanoveno náhradní schéma struktury. DGS struktura nad vysokoimpedančním (ale elektricky krátkým) vedením zde funguje obdobně jako paralelní LC obvod v obvodovém modelu eliptické dolní propusti. Řada DGS rezonátorů byla doplněna kapacitními pahýly mikropáskového vedení. Díky zvoleným proporcím rezonátorů tak vznikla struktura filtru vysokého řádu o velmi kompaktních rozměrech. Experimentálně pomocí simulací pak byly hledány optimální rozměry celé struktury, aby bylo dosaženo v celé šířce propustného pásma minimálního zvlnění přenosové charakteristiky. Byly tak nalezeny některé závislosti vlastností filtru na jeho rozměrech. Dva vzorky dolních propustí byly realizovány a byla ověřena dobrá shoda simulací s měřením.

Ve druhé části práce (kapitola 5) byly použity výpočetní postupy užívané pro návrh mikropáskových filtrů, které byly upraveny tak, aby byly použitelné pro využití DGS. Je zde podrobně popsána nová metoda návrhu mikropáskových dolních propustí s DGS rezonátory, která je založena na modifikovaném obvodovém modelu dolní propusti s Čebyševovou aproximací frekvenční charakteristiky. Induktivní úseky vedení jsou zde doplněny DGS rezonátory. Díky použití DGS je pak dosaženo výrazného zkrácení délky těchto vedení a tím i celkového zmenšení rozměrů filtru. Použití DGS je v obvodovém modelu filtru respektováno doplněním náhradního modelu DGS, který je reprezentován paralelním LC rezonančním obvodem. Pro funkčnost metody je nutné pro daný substrát pomocí EM simulace získat závislosti parametrů f_c a f_0 DGS rezonátoru na jeho rozměrech. Uvedené závislosti jsou potom aproximovány pomocí mocninných polynomů. Při zachování vyhovující přesnosti je dostatečné uvedené charakteristiky simulovat ve čtyřech až pěti bodech. Na základě zadaných požadovaných parametrů dolní propusti jsou potom numerickým řešením soustavy dvou rovnic stanoveny rozměry DGS rezonátorů a následně jsou dopočítány rovněž rozměry mikropáskové struktury filtru. Uvedená metoda byla ověřena pro jeden substrát na vzorcích tří filtrů stejného řádu s různými mezními kmitočty. Byly zhotoveny vzorky a simulované parametry byly ověřeny měřením. Rovněž byl navržen, vyroben a změřen filtr na jiném druhu substrátu, čímž byla ověřena variabilita návrhové metody.

Třetí část práce (kapitoly 6, 7 a 8) je zaměřena na filtry typu pásmová propust. Je zde použita duální struktura k mikropáskovému smyčkovému rezonátoru – otevřená

smyčka je tvořena šterbinou v zemní rovině substrátu. Takto vzniklý DGS rezonátor je podrobněji popsán a jeho vlastnosti včetně náhradního obvodového modelu jsou analyzovány v kapitole 6. Byly popsány dva způsoby buzení uvedeného rezonátoru, z nichž jeden byl vybrán pro návrh pásmových propustí s vázanými DGS rezonátory. Dále byly simulovány různé způsoby vazby mezi rezonátory (podle převládajícího vazebního pole: vazba elektrickým polem – E, magnetickým polem – H a vazba smíšená – EH) a byly uvedeny jejich obvodové modely s využitím impedančních a admitančních invertorů. Rezonanční frekvence zvoleného rezonátoru byla v nezátíženém stavu přibližně 2,4 GHz. Po stanovení příslušných vazebních koeficientů pak bylo možné přistoupit k praktickému návrhu filtrů. V kapitole 7 je nejprve postup návrhu ověřen pro každou z použitelných druhů vazeb na nejjednodušším případě, tedy na filtrech druhého řádu. Každý z těchto případů byl simulován EM simulací a výsledky byly porovnány se simulací jeho ideálního náhradního obvodu. Výsledky vykazovaly v blízkém okolí rezonance poměrně dobrou shodu. Dále bylo stejným postupem navrženo několik filtrů třetího až pátého řádu, při využití možných kombinací jednotlivých druhů vazby mezi rezonátory. Šířky pásma filtrů byly voleny podle použitého druhu vazby. Z výsledků simulací lze stanovit, že uvedené typy pásmových propustí (na použitém substrátu) jsou použitelné pro šířky pásma přibližně od 5 do 15 % středního kmitočtu filtru. Maximální střední kmitočet filtru je dán poměrem šířky šterbiny w k délce strany rezonátoru a . Na uvažovaném substrátu a při použité šířce šterbiny 1,5 mm lze považovat za maximum přibližně 5 GHz. Nakonec byla v kapitole 8 nastíněna možnost kombinace smyčkových DGS rezonátorů a běžně používaných mikropáskových půlvlnných rezonátorů. Pro ověření této myšlenky byly navrženy dvě pásmové propusti, jedna třetího a druhá šestého řádu. Některé filtry uvedené v kapitolách 7 a 8 byly rovněž realizovány a změřené výsledky byly porovnány se simulacemi.

V disertační práci se podařilo vytvořit novou metodu návrhu dolních propustí, která je prezentována v kapitole 5. Rovněž byla ukázána možnost aplikace známých postupů pro návrh pásmových propustí s vázanými mikropáskovými rezonátory na DGS struktury, jak je uvedeno v kapitolách 7 a 8. Závěrem lze tedy konstatovat, že cíle disertační práce stanovené v kapitole číslo 3 se podařilo splnit v celém rozsahu.

Literatura

- [1] KIM, C., S., PARK, J., S., AHN, D., LIM, J., B. A Novel 1-D Periodic Defected Ground Structure for Planar Circuits. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 2000, vol. 10, no. 4, p. 131 – 133. ISSN, 1051-8207.
- [2] AHN, D., PARK, J., S., KIM, C., S., KIM, J., QIAN, Y., ITOH, T. A Design of Tle Low-Pass Filter Using Tle Novel Microstrip Defected Ground Structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, vol. 49, no. 1, p. 86 – 92. ISSN 0018-9480.
- [3] HONG, J., S., LANCASTER, M., J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, Inc. 2001. 460 pages. ISBN 0-471-38877-7.
- [4] ABDEL-RAHMAN, A., B., VERMA, A., K., BOUTEJDAR, A., OMAR, A., S. Control of Bandstop Response of Hi-Lo Microstrip Low-Pass Filter Using Slot in Ground Plane. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2004, vol. 52, no. 3, p. 1008 – 1013. ISSN 0018-9480.
- [5] BOUTEJDAR, A., ELSHERBINI, A., OMAR, A., S. A Compact Microstrip Multi-Layer Lowpass Filter Using Triangle Slots Etched in Tle Ground Plane. In *Proceedings of Tle 36th European Microwave Conference*. Manchester (UK), 2006, p. 271 – 274.
- [6] MANDAL, M., K., SANYAL, S. A Novel Defected Ground Structure for Planar Circuits. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006, vol. 16, no. 2, p. 93 – 95. ISSN 1531-1309.
- [7] CHEN, H., J., HUANG, T., H., CHANG, C., S., CHEN, L., S., WANG, N., F., WANG, Y., H., HOUNG, M., P. A Novel Cross-Shape DGS Applied to Design Ultra-Wide Stopband Low-Pass Filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006, vol. 16, no. 5, p. 252 – 254. ISSN 1531-1309.
- [8] BOUTEJDAR, A., RAMADAN, A., MAKKEY, M., OMAR, A., S. Design of Compact Microstrip Lowpass Filters Using a U-Shaped Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line. In *Proceedings of Tle 36th European Microwave Conference*. Manchester (UK), 2006, p. 267 – 270.
- [9] HONG, J., S., KARYAMAPUDI, B., M. A General Circuit Model for Defected Ground Structures in Planar Transmission Lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2005, vol. 15, no. 10, p. 706 – 708. ISSN 1531-1309.
- [10] CHUNG, Y., JEON, S., S., KIM, S., AHN, D., CHOI, J., I., ITOH, T. Multifunctional Microstrip Transmission Lines Integrated with Defected Ground Structure for RF Front-End Application. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2004, vol. 52, no. 5, p. 1425 – 1432. ISSN 0018-9480.
- [11] LEE, Y., T., LIM, J., S., PARK, J., S., AHN, D., NAM, S. A Novel Phase Noise Reduction Technique in Oscillators Using Defected Ground Structure. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2002, vol. 12, no. 2, p. 39 – 41. ISSN 1531-1309.
- [12] PARK, J., S., JUNG, M., S. A Novel Defected Ground Structure for Active Device Mounting and its Application to a Microwave Oscillator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, vol. 14, no. 5, p. 198 – 200. ISSN 1531-1309.
- [13] LIU, H., W., LI, Z., F., SUN, X., W., MAO, J., F. An Improved 1-D Periodic Defected Ground Structure for Microstrip Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, vol. 14, no. 4, p. 180 – 182. ISSN 1531-1309.
- [14] SUN, Y., XU, R., ZHANG, Y. A Design of Tle Novel Lowpass Filter Using Defected Ground Structure. In *Proceedings of Tle Asia-Pacific Microwave Conference 2005*. Shuzou (China), 2005.

- [15] PARK, J., S., YUN, J., S., AHN, D. A Design of Tle Novel Coupled-Line Bandpass Filter Using Defected Ground Structure with Wide Stopband Performance. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, vol. 50, no. 9, p. 2037 – 2043. ISSN 0018-9480.
- [16] ABDEL-RAHMAN, A., B., VERMA, A., K., BOUTEJDAR, A., OMAR, A., S. Compact Stub Type Microstrip Bandpass Filter Using Defected Ground Plane. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, vol. 14, no. 4, p. 136 – 138. ISSN 1531-1309.
- [17] BOUTEJDAR, A., ELSHERBINI, A., OMAR, A., S. New Method for Transformation of Microstrip Lowpass Filter to Compact Bandpass Filter Using Defected Ground Structure(DGS) Coupled Resonators. In *Proceedings of Tle 36th European Microwave Conference*. Manchester (UK), 2006, p. 279 – 282.
- [18] VÁGNER, P., KASAL, M. Design of Microstrip Lowpass Filter Using Defected Ground Structure. In *Proceedings of Tle 17th International Conference Radioelektronika*, Brno, 2007, p. 687 – 700, ISBN 1-4244-0821-0.
- [19] VÁGNER, P., KASAL, M. Design of Novel Microstrip Lowpass Filter Using Defected Ground Structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2008, vol. 50, no. 1, p. 10 – 13. ISSN 0895-2477.
- [20] LIM, J., S., KIM, C., S., AHN, D., YEONG, Y., C., NAM, S. Design of Lowpass Filter Using Defected Ground Structure with Wide Stopband Performance. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2005, vol. 53, no. 8, p. 2539 – 2545. ISSN 0018-9480.
- [21] VÁGNER, P., KASAL, M. Novel DGS Resonators with Low Resonant Frequency and Lowpass Filter Design In *Proceedings of the Sixteenth International Electrotechnical and Computer Science Conference ERK 2007*. Portorož, Slovenia, 2007, p. 23 - 26, ISSN 1581-4572
- [22] VÁGNER, P., KASAL, M. A Novel Microstrip Low-pass Filter Design Method Using Square-shaped Defected Ground Structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2008, vol. 50, no. 9, p. 2458 – 2462. ISSN 0895-2477.
- [23] ABDEL-RAHMAN, A., ALI, A., R., AMARI, S., OMAR, A., S. Compact Bandpass Filters Using Defected Ground Structure (DGS) Coupled Resonators. *Microwave Symposium Digest*, 2005 IEEE MTT-S International. 12-17 June 2005.

Seznam použitých zkratk a symbolů

DGS	- narušená zemní plocha	λ_{gL}	- vlnová délka na induktivním úseku vedení
f_0	- rezonanční frekvence DGS rezonátoru	Z_{0L}	- charakteristická impedance induktivního úseku vedení
f_c	- mezní frekvence DGS rezonátoru pro pokles přenosu o 3 dB	J	- charakteristická admitance admitančního invertoru
L_p	- indukčnost v paralelním LC obvodu	K	- charakteristická impedance impedančního invertoru
C_p	- kapacita v paralelním LC obvodu	C_m	- vazební kapacita
Z_0	- charakteristická impedance	L_m	- vazební indukčnost
ϵ_r	- relativní permitivita	f_e, f_m	- rezonanční frekvence vázaného rezonančního obvodu
ϵ_{re}	- relativní efektivní permitivita	k_E	- koeficient elektrické vazby
ϵ	- konstanta zvlňení	k_M	- koeficient magnetické vazby
Ω	- normovaná frekvence	k_X	- koeficient smíšené vazby
n	- řád filtru	Q_e	- činitel jakosti zatíženého rezonátoru
p	- komplexní frekvence	Q_0	- činitel jakosti nezatíženého rezonátoru
T_n	- Čebyševova funkce prvního typu, n -tého řádu	m	- normovaný vazební koeficient
$g_0 \dots g_{n+1}$	- normované obvodové prvky	FBW	- relativní šířka pásma (bezrozměrná)
L_{Ar}	- zvlňení přenosu v propustném pásmu	Q_{e1}, Q_{en}	- činitel jakosti zatíženého vstupního/výstupního rezonátoru
L_{As}	- útlum v nepropustném pásmu	M	- vazební koeficient
p_c, p_0	- aproximační polynomy	f_0	- střední frekvence pásmové propusti
f_{cf}	- mezní kmitočet dolní propusti	f_1, f_2	- mezní frekvence pásmové propusti
w_{50}	- šířka mikropáskového vedení o charakteristické impedanci 50 Ω	BW	- relativní šířka pásma (v procentech středního kmitočtu)
λ_g	- vlnová délka na vedení		
λ_{gC}	- vlnová délka na kapacitním úseku vedení		
Z_{0C}	- charakteristická impedance kapacitního úseku vedení		